re

radioelektronik

3 '80

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

PL ISSN 0137-6802

Radioelektronik



MARZEC 1980 ● ROCZNIK XXXI (15)

3 '80

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek.

Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło.

Okładkę projektował Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

WKŁ

Wydawca
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej – 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. **Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.**

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O. W-wa nr 1153-20 1045-139-11 – w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm^2 – 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 840/CD. Nakład 80000 egz. 0-61. Ark. druk. 4. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 28.II.1980 r.

ogłoszenia

■ W dniach 28 i 29 listopada ub.r. firma AEG-Telefunken i reprezentująca ją PHZ UNITEX zaprezentowały na wystawie w Warszawie swoją działalność w zakresie radiofonii, telewizji i systemów łączności. Przedstawiono nie tylko produkowane aktualnie urządzenia, ale również perspektywy dalszego rozwoju, w tym również techniki satelitarnej oraz techniki światłowodowej. Referaty wygłosili wybitni naukowcy i konstruktorzy z tej firmy.

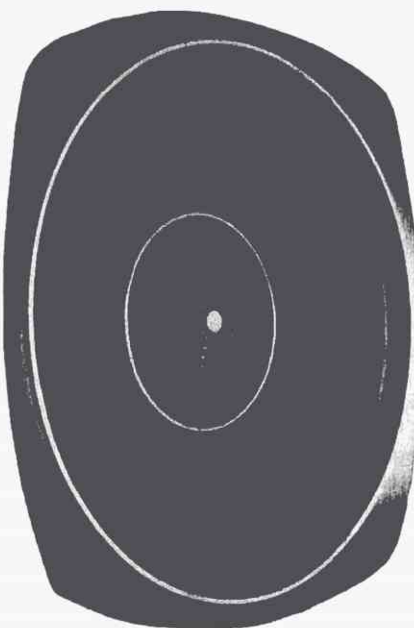
■ Zarząd miasta w Lille w półn. Francji przeprowadził próby rozsyłania 6 telewizyjnych programów za pomocą światłowodów, w tym 3 z Francji, 2 z Belgii i 1 lokalnego. Eksperyment potwierdził, że abonent telewizyjny może wybierać do 30 programów telewizyjnych przez przesłanie z domu do Światłowodowej Centrali Komutacyjnej odpowiednich sygnałów. Wyniki eksperymentu pomogą zarządowi miasta w powzięciu decyzji wprowadzenia kablowej sieci telewizyjnej w oparciu o technikę światłowodową. Przewiduje się, że opłata instalacyjna wyniesie około 150 franków, zaś roczny abonament 300 do 400 franków. Podłączeni do sieci będą mogli odbierać programy francuskie, belgijskie, holenderskie i angielskie, a w przyszłości również satelitarne. System oraz urządzenia opracowała firma TRT, zaś kable światłowodowe firma Quartz-Silice.

■ Stadiony i hale sportowe na Olimpiadzie w Moskwie zostały wyposażone w sprzęt radiowo-telewizyjny niemal wyłącznie produkcji węgierskiej. A więc 1300 stanowisk komentatorów dla 2600 reporterów radiowo-telewizyjnych, 254 stanowiska dla techników prowadzących transmisję, centrale do nagłośnienia 25 stadionów i hal sportowych, główną przełączalnię programów, z której będzie rozsyłać się 20 programów kolorowych i 100 programów radiowych. W sprzęt wyposażono również 70 studiów radiowych, 21 studiów telewizyjnych i 30 stanowisk montażowych. Oprócz tego przemysł węgierski dostarczył ponad 20 świetlnych tablic informacyjnych instalowanych na stadionach, z których największa na Łużnikach składa się z 28 560 lamp sterowanych komputerem. Tablica ta może również odtwarzać obrazy filmowe.

■ Dla obsługi Olimpiady w Moskwie zakupiono w angielskiej firmie Multitone El.Co. 3000 kieszonkowych „odbiorników" wyposażonych w cyfrowy wskaźnik sygnalizujący symbol wywoływanej grupy osób oraz wytwarzających w głośniku 8 zakodowanych sygnałów akustycznych określających osoby, które powinny zgłosić się do najbliższej centrali. Odbiorniki tego typu mogą pracować w następujących zakresach częstotliwości: 25...54, 66...88, 98...108 i 136...175MHz.

■ Na wystawie „Electronics 79" (Olympia) firma Ferranti demonstrowała 3-kołowy pojazd napędzany bateriami słonecznymi o łącznej powierzchni około 3 m^2, zamontowanymi na dachu pojazdu. Przy dobrych warunkach oświetlenia słonecznego pojazd może poruszać się z prędkością 24 km/h, przy czym konstruktor zapowiada, że przy zastosowaniu najnowszych ogniw słonecznych uda się zwiększyć prędkość do 40 km/h.

■ Duńska firma Peerless wytwarzająca bardzo dobre głośniki jest znana z tego, że jako jedna z pierwszych opracowała specjalny głośnik średniotonowy, co umożliwiło znaczne poprawienie jakości zespołów głośnikowych. Udoskonala ona stale konstrukcję tych głośników przeznaczonych do przenoszenia pasma 500...5000 Hz. Na fot. niżej jest widoczny głośnik tej firmy. Brak podobnego głośnika w asortymencie głośników wytwarzanych przez ZWG Tonsil odczuwają nasi entuzjaści techniki Hi-Fi.



■ W bieżącym roku zostanie uruchomiona elektrownia z ogniw słonecznych o mocy 283 kW w stanie Arizona, w najbardziej nasłonecznionej miejscowości w USA – Phoenix. Firma Motorola wykonuje 7200 koncentratorów-modułów o średnicy 75 cm, które będą skupiać energię słoneczną (70 razy) na ogniwie słonecznym o średnicy 7,5 cm. Wytworzona energia prądu stałego będzie przetworzona na prąd zmienny.

■ Naukowcy amerykańscy opracowują sensacyjny projekt elektrowni słonecznej, którą planuje się uruchomić w latach 1995–2000. Projekt przewiduje wprowadzenie na orbitę synchroniczną satelity zawierającego baterie słoneczne o łącznej powierzchni 10 × 3 km^2. Energia uzyskana z tych baterii zasilać będzie nadajniki mikrofalowe na klistronach o dużej sprawności, które poprzez antenę paraboliczną o średnicy 1 km wysyłać będą wiązkę mikrofal w kierunku Ziemi. Zespół odbiorczy na Ziemi zawierać będzie system anten dipolowych o łącznej powierzchni 6 × 3 km^2, który następnie po wyprostowaniu odebranej energii przetworzy ją na prąd przemysłowy. Moc takiego zespołu będzie wynosić 6 GW, a więc tyle, co 4 wielkie elektrownie. O tym, że projekt ten ma duże szanse realności świadczy uruchomienie przez CCIR programu studiów poświęconemu problemom przesyłania energii elektrycznej za pośrednictwem mikrofal.

■ Regionalny system satelitarny w Australii będzie uruchomiony około 1984 r. i pokryje cały kontynent łącznością telefoniczną, programami radiowymi i telewizyjnymi, a także będzie służyć do transmisji danych, informacji meteorologicznych oraz specjalnych informacji dla transportu. Przewiduje się wprowadzenie na orbitę dwóch satelitów, przy czym trzeci byłby na wyrzutni jako rezerwowy. 42 stacje naziemne będą zbudowane w większości przez japońską firmę NEC we współpracy z filią amerykańskiej firmy ANDREW Antennas.

■ Regionalny system satelitarny dla Indii INSAT-1, budowany przez FORD Aerospace and Communications, składający się z dwu satelitów, będzie wprowadzony na orbitę synchroniczną w 1981 r. i służyć będzie dla łączności wewnętrznej, radiofonii, telewizji, transmisji danych i obserwacji meteorologicznych.

■ Czołowi producenci układów scalonych, jak Rockwell, RCA, Motorola i Texas Instr., opracowują mikroelektroniczne konstrukcje krzemowe na podłożu szafiru (SOS-Silicon on Sapphire) oraz arsenku galu. Uzyskuje się tu większą gęstość upakowania, mniejszy pobór mocy oraz większą szybkość działania. Dla przykładu dzielnik f-my Rockwell pracuje powyżej 250 MHz przy poborze mocy około 10 mW. Układy na podłożu arsenku galu osiągną wg przewidywań w 1985 r. około 1000 bramek na hip przy szybkości zegarowej około 2 GHz. Koszt takich układów jest jednak bardzo wysoki i przewiduje się ich zastosowanie przede wszystkim w sprzęcie wojskowym.

■ Większość satelitów telekomunikacyjnych (np. OTS, ANIK itd.) jest wyposażona w nadawcze lampy z falą bieżącą (TWT) produkcji firmy AEG-Telefunken. W związku z przechodzeniem na zakresy powyżej 12 GHz, firma ta opracowała lampę TL20030 w zakresie 18,5...21,2 GHz, która wytwarza moc wyjściową 22 W przy ogólnej sprawności 40%. Mimo stosunkowo ciężkiego magnesu wykonanego ze stopu samaro-kobaltowego, udało się ograniczyć masę całego zestawu do 800 g. Żywotność lamp w satelitach powinna wynosić około 7 lat (62 000 h). Jak wykazały jednak doświadczenia pracujących satelitów, lampy w zakresie 12 GHz pracują już ponad 85 000 godzin bez dostrzegalnego zmniejszenia mocy wyjściowej. Przewiduje się, że nowoopracowany model osiągnie żywotność przynajmniej 100 000 godzin.

■ Firma English El. Valve Co Ltd. opracowała nowy magnetron MS 193 przeznaczony dla akceleratorów liniowych stosowanych w medycynie. Moc wyjściowa w impulsie wynosi 2,6 MW, przy impulsach 4,2-mikrosekundowych i czasie repetycji 280 ms. Zakres częstotliwości około 3 GHz, zasilanie 48 kV przy impulsie prądowym 190 A.

■ Opracowany ostatnio w znanej firmie Corning NY. światłowód na bazie germanu (Ge02) wykazuje tłumienie 0,15 dB/km dla fali o długości 1,7 μm.

■ Precyzyjny cyfrowy miernik pojemności opracowała f-ma Farnell Instr. Miernik ten mierzy z dokładnością 0,1% pojemności w zakresie



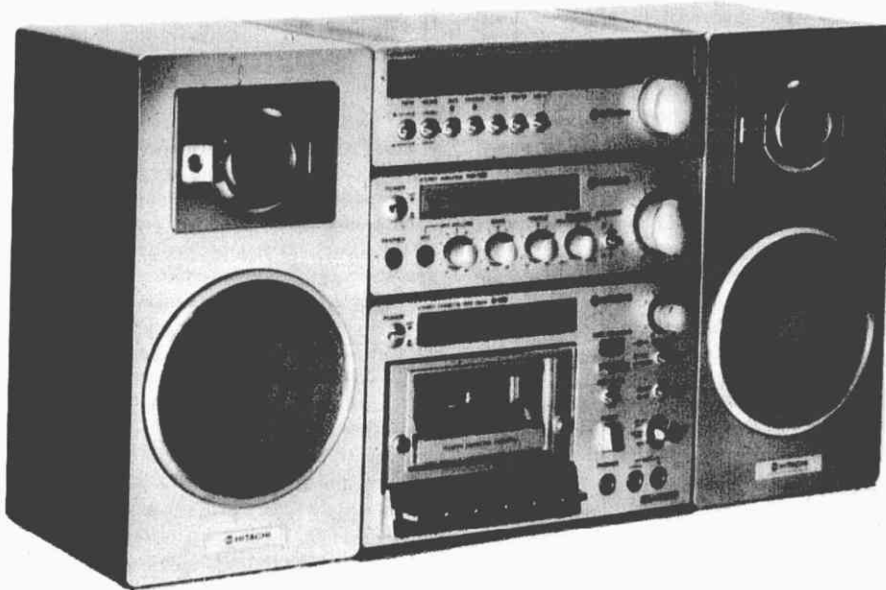
od 0,1 pF do 1999 F. Zasada pomiaru polega na bezpośrednim pomiarze zmiany ładunku do zmiany napięcia na badanym kondensatorze (ΔQ/ΔV).

■ Przy kontroli procesów produkcyjnych sterowanych komputerem zachodzi często potrzeba przesyłania lub odbioru dodatkowych informacji na ruchomym stanowisku pracy. Firma Siemens opracowała w tym celu kieszonkowy zestaw odbiorczo-nadawczy pracujący na podczerwieni, w formie kalkulatora. Taki przenośny „terminal" (fot. wyżej), jest wyposażony w tastaturę do przekazywania cyfr i funkcji oraz w wyświetlacz (display), na którym ukazują się odpowiedzi przesyłane z centrali komputera. Do odbioru i przesyłania danych z komputera zainstalowane są na suficie hali produkcyjnej zestawy nadawczo-odbiorcze podczerwieni połączone przewodowo z centralą. Szybkość przekazywania danych wynosi do 4800 bodów. Sygnały wysyłane są z przenośnego terminala przez 6 diod na fali 950 nm, zmodulowanej nośną 90 kHz (FM). W odróżnieniu od łączności radiowej łączność na podczerwieni nie jest zakłócana polami elektromagentycznymi, wywołanymi np. elektrycznymi aparatami spawalniczymi w halach montażowych, a odległości pokrywane tym systemem sięgają do 20 m. Urządzenia te zostały zainstalowane m.in. w fabryce samochodów.

■ Norweska firma Simrad produkująca echosondy, sonary i inne przyrządy dla rybołówstwa, opracowała ostatnio wskaźnik połowu określający ilość ryb w worku sieciowym i zapobiegający tym samym przeładowaniu sieci. Wskaźnik połowu składa się z czterech czujników przymocowanych do sieci i mierzących naprężenia w różnych miejscach sieci. Czujniki te połączone z przetwornikiem przez blok elektroniczny, przesyłają informacje dotyczące obciążenia sieci, a więc o ilości ryb w sieci, za pomocą kabla do statku-trawlera.

■ Anglicy przewidują, że w 1982 r. 72% rodzin w zach. Europie będzie miało kolorowe odbiorniki telewizyjne, w porównaniu z liczbą 47% w r. 1978. Obecnie w Europie występuje znaczne zróżnicowanie nasycenia tymi odbiornikami. I tak w Szwecji jest 74% kolorowych odbiorników, w Hiszpanii tylko 15%, w RFN zauważa się nadprodukcję odbiorników, przy czym około 1 mln sztuk leży w magazynach. Interesującym jest również fakt, że około 10% telewizyjnych odbiorników kolorowych w Europie jest produkcji japońskiej.

■ Prace nad dalszym rozwijaniem zestawów Hi-Fi nie słabną, czego dowodem jest nowy zestaw firmy HITACHI (fot. niżej). Człon umieszczony najwyżej, to tuner (3 zakresy fal) zawierający dodatkowe przełączniki rodzaju pracy. Niżej jest umieszczony wzmacniacz m.cz. o mocy wyjściowej 2 × 25 W. Najniżej znajduje się magnetofon kasetowy przystosowany do taśm trzech rodzajów oraz wyposażony w układ „Dolby B". Zespoły głośnikowe mają moc po 30 W.



Zastosowano w nich głośniki nisko-średniotonowe o średnicy 12 cm i głośniki wysokotonowe o średnicy 5 cm. Zespoły głośnikowe można rozsunąć w celu powiększenia bazy stereofonicznego obrazu dźwiękowego. Interesującą cechą zestawu jest to, że podział aparatury na trzy człony jest raczej wynikiem rozwiązania architektonicznego całości niż realizacja idei zestawiania „wieży" z oddzielnych dowolnie dobieranych członów.

■ Magnetofon kasetowy firmy Nakamichi (model 680) jest przystosowany do pracy przy prędkości przesuwu 4,75 cm/s oraz drugiej – 2,375 cm/s! Dzięki znakomitym rozwiązaniom konstrukcyjnym i zastosowaniu układu silnie redukującego szumy (High Com II) uzyskano zdumiewające wyniki. Przy mniejszej z tych prędkości pasmo przenoszenia wynosi aż 20... 15 000 Hz, a stosunek sygnału do szumów jest większy niż 60 dB. Rezultat taki może być osiągnięty przy zastosowaniu metalicznej taśmy magnetycznej Nakamichi ZX. Magnetofon ma trzy głowice z specjalnego permaloju o wielkiej trwałości. Specjalny układ automatyki odczytuje oznaczenia na taśmie ułatwiając wyszukanie pożądanego odcinka zapisu.

■ Obserwuje się intensywny rozwój sprzętu Hi-Fi przeznaczonego do samochodów. Obok szybkiego postępu w konstrukcjach ułatwiających łatwe posługiwanie się odbiornikiem samochodowym należy odnotować następujące zmiany:

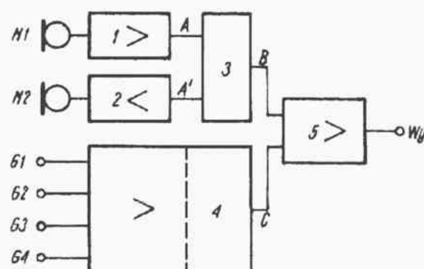
– moc wyjściowa odbiorników jest powiększana – wiele z nich ma równą 2 × 12 W;
– produkowane są zespoły głośnikowe wyposażone we wzmacniacze, co umożliwia uzyskanie większej mocy bez zmiany odbiornika;
– wytwarzane są dwukanałowe zespoły głośnikowe w obudowach zamkniętych o mocy 15 W, a nawet większej (np. firmy Mitsubichi);
– dostarczane są na rynek dwukanałowe zestawy głośnikowe o mocy do 40 W (np. firmy JBL) przeznaczone do wbudowania w drzwi samochodowe lub w inne miejsce;
– dostarcza się na rynek dodatkowe wzmacniacze m.cz. o mocy kilkudziesięciu woltów przeznaczone do sterowania odbiornikiem samochodowym.

Należy jednak podkreślić, że odtwarzanie częstotliwości najmniejszych (basów) jest w warunkach wnętrza samochodu problematyczne. Należy się liczyć z tzw. pneumatycznym przenoszeniem tych najmniejszych częstotliwości wobec małych wymiarów wnętrza samochodu w porównaniu do długości fali akustycznej. Jakość klasy Hi-Fi jest w poruszającym się samochodzie nie do zrealizowania. Chodzi więc raczej po prostu o lepszą jakość odtwarzania oraz o efekty reklamowo-handlowe.

MIESZACZ DLA DYSKOTEKI

Zwiększająca się liczba dyskotek, w tym wielu dyskotek organizowanych i wyposażanych siłami i środkami organizacji młodzieżowych, jest przyczyną wielkiego zainteresowania mieszaczami.

Bardzo proste mieszacze opisane w numerach 3 i 7/8 RiK z 1978 r. nie mogą sprostać wymaganiom, w przypadku kompletowania sprzętu dla dyskoteki „pełnowartościowej", o parametrach urządzeń zbliżonych do produkowanych przez wyspecjalizowane firmy. W numerze 11/1973 r. mies. „Funkamateur" (NRD) był zamieszczony opis bardzo udanego, jak się wydaje, mieszacza, opracowanego przez zespół elektroników-amatorów z Magdeburga.



Rys. 1. Schemat strukturalny mieszacza

W niniejszym artykule są podane schematy elektryczne i schematy płytek montażowych tego mieszacza wraz z krótkim opisem.

Struktura mieszacza jest przedstawiona na rys. 1. Urządzenie ma dwa wejścia mikrofonowe. Wyjścia dwóch wzmacniaczy mikrofonowych (1 i 2) są przyłączone do członu mieszającego (3). Mieszacz sygnałów otrzymywanych z czterech gramofonów (adaptery piezoelektryczne) jest wyposażony w wspólny dla wszystkich wejść regulator barwy dźwięku (4).

Członem wyjściowym (5) jest wzmacniacz służący do mieszania sygnałów otrzymywanych z mikrofonów i adapterów, wyposażony w regulator poziomu sygnału sumarycznego.

Podstawowe dane techniczne mieszacza są następujące:

- czułość wejść mikrofonowych: 0,1...40 mV
- rezystancja wejść mikrofonowych: > 120 kΩ
- czułość wejść gramofonowych: 100 mV
- rezystancja wejść gramofonowych: >500 kΩ
- napięcie wyjściowe mieszacza: 3 V max
- napięcie zasilania (z baterii lub stabilizowanego zasilacza): 18 V

WZMACNIACZ MIKROFONOWY

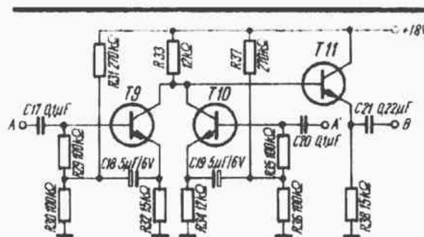
Schemat wzmacniacza mikrofonowego przestawiono na rys. 2. Czułość wzmacniacza może być zmieniana potencjometrem P1. Wzmocnienie wzmacniacza mikrofonowego zmienia się przy tym w przedziale 13...40 dB.

Wzmacniacz jest wyposażony w korektor presencyjny, który wnosi uwypuklenie o 12 dB częstotliwości leżących nieco poniżej i powyżej 2000 Hz (w położeniu górnym potencjometru P2).

Stopień regulatora barwy dźwięku działa bardzo skutecznie zmieniając przebieg charakterystyki częstotliwościowej aż o ± 20 dB przy 30 Hz i 20 kHz. Służą do tego celu potencjometry liniowe P3 i P4.

Dynamiczna impedancja wyjściowa wzmacniacza nie przekracza 200 Ω przy ustawieniu regulatorów w położeniu środkowym.

Sygnały wzmacniaczy mikrofonowych ulegają zmieszaniu w członie, którego schemat przedstawiono na rys. 3. Układ ten ma wzmocnienie bliskie jedności. Charakteryzuje się poza tym wielką rezystancją wejściową i bardzo małą impedancją wyjściową wynoszącą zaledwie około 70 Ω.

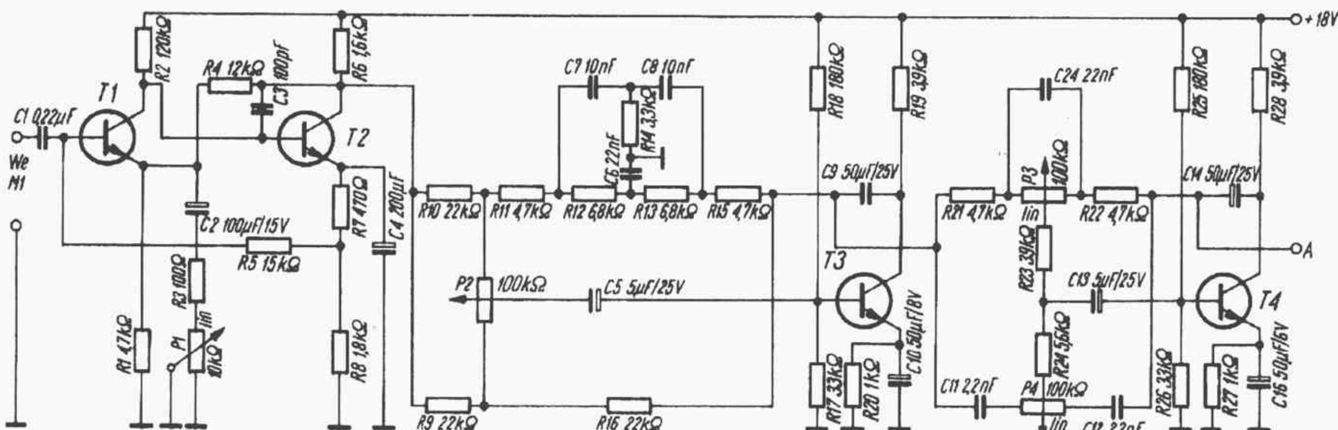


Rys. 3. Schemat członu mieszającego sygnały wejść mikrofonowych

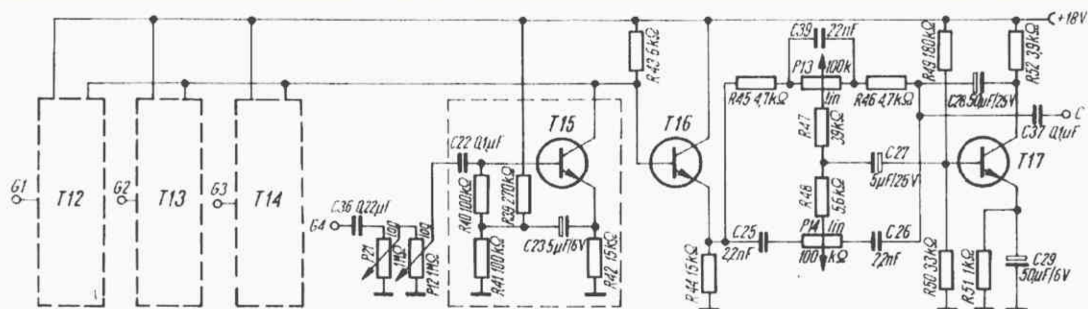
MIESZACZ GRAMOFONOWY

Schemat mieszacza sygnałów otrzymywanych z czterech wejść gramofonowych przedstawiono na rys. 4. Zamiast gramofonów mogą być przyłączone magnetofony, tunery lub nawet instrumenty muzyczne (elektroniczne).

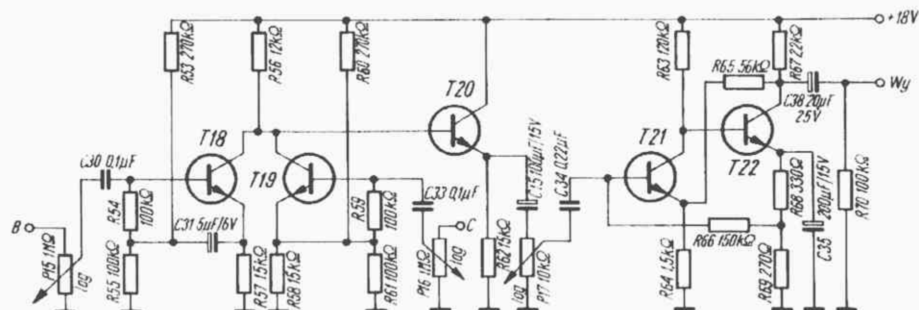
Każde wejście jest wyposażone w dwa potencjometry. Pierwszy z nich służy do wyrównania poziomu sygnałów otrzymywanych z danego źródła i po jednorazowym nastawieniu nie jest już pokręcany. Następny (najlepiej suwakowy i to długi) służy do „dozowania" sygnału z danego



Rys. 2. Schemat wzmacniacza mikrofonowego

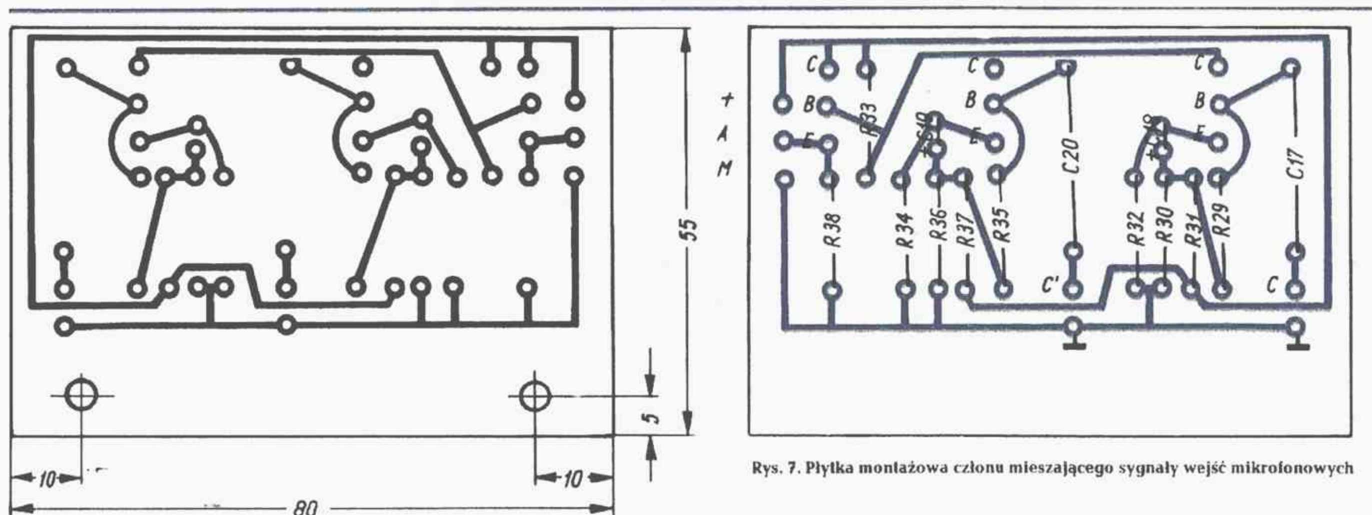


Rys. 4. Schemat członu mieszania wejść gramofonowych



Rys. 5. Schemat wzmacniacza wyjściowego mieszacza

Rys. 6. Płytka montażowa wzmacniacza mikrofonowego



Rys. 7. Płytka montażowa członu mieszającego sygnały wejść mikrofonowych

Rys. 8. Płytka montażowa członu mieszania wejść gramofonowych

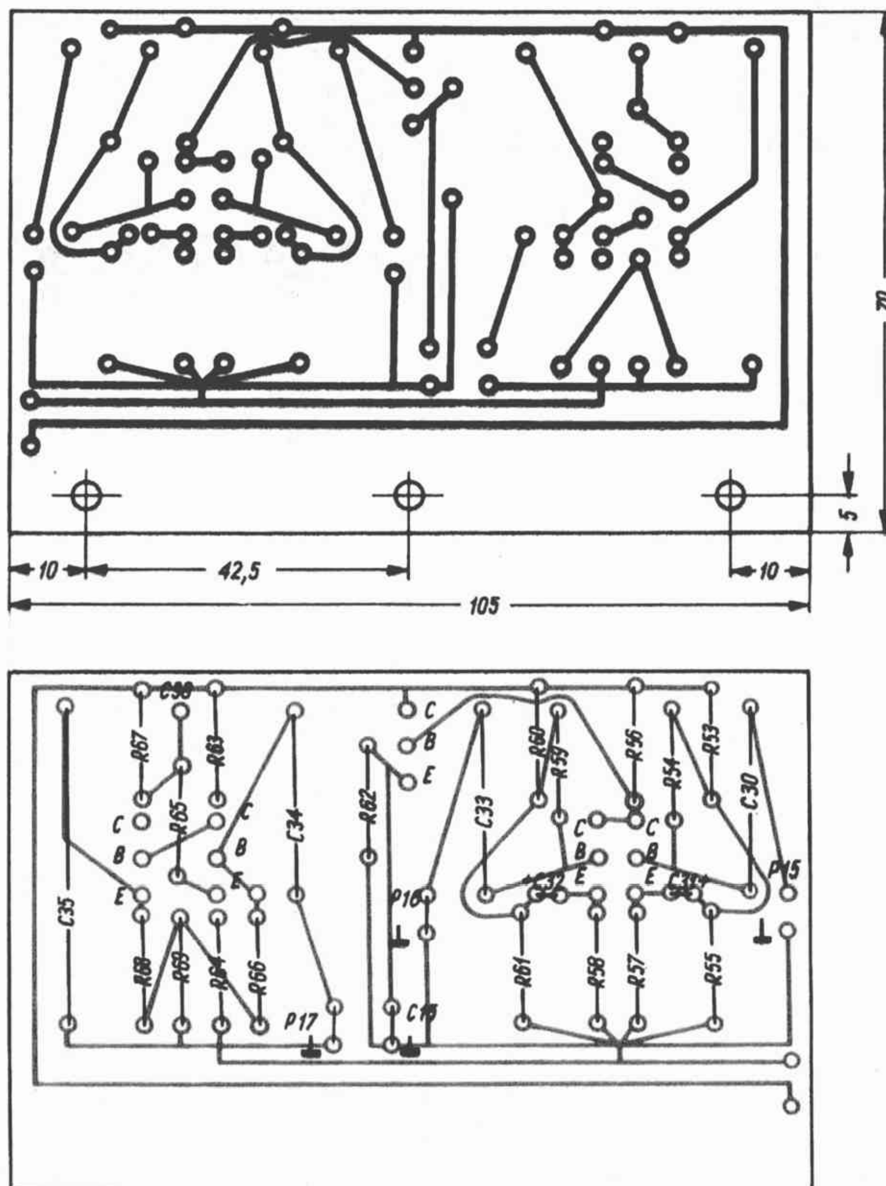
źródła. Przy prawidłowym wyregulowaniu, przesunięcie tego potencjometru (P12 i pozostałe analogiczne) w położenie „max" nie powinno powodować przesterowania toru reprodukcji, przy otrzymaniu największego natężenia dźwięku.

Cztery stopnie wejściowe wytwarzają sumę sygnałów na rezystorze R43. Wtórnik emiterowy z tranzystorem T16 zasila układ regulatora barwy dźwięku z tranzystorem T17.

WZMACNIACZ WYJŚCIOWY MIESZACZA

Schemat tego wzmacniacza przedstawiono na rys. 5. Ma on dwa wejścia: wejście B służące do doprowadzenia sygnałów mikrofonowych oraz wejście C – do sygnałów gramofonowych. Każde z wejść może być regulowane niezależnie (P15 i P16). Poziom sygnału na wyjściu mieszacza jest regulowany potencjometrem P17.

Wzmacniacz napięciowy z tranzystorami T21 i T22 ma wzmocnienie 30 dB. Impedancja wyjściowa wzmacniacza wynosi około 260 Ω. Nie powinny być więc dołączane do wyjścia mieszacza urządzenia o impedancji mniejszej niż 3000 Ω. Nie ma natomiast istotnych ograniczeń co do długości kabla łączącego mieszacz z wzmacniaczem mocy, bowiem podana wyżej wartość dynamicznej impedancji wyjściowej jest wystarczająco mała, aby



Rys. 9. Płytka montażowa wzmacniacza wyjściowego mieszacza

pojemności kabli nie miały wpływu na charakterystykę częstotliwościową systemu.

INFORMACJE DODATKOWE

Wszystkie opisane człony mają pasmo przenoszenia nie mniejsze niż 20 Hz...20 kHz. Współczynnik zawartości harmonicznych mieszacza przy napięciu wyjściowym 2 V ma wartość około 0,7%. Przy napięciu wyjściowym 0,5 V – wartość jego maleje do 0,2%.

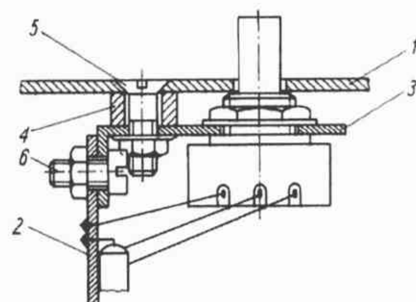
Zaleca się zastosowanie tranzystorów małoszumnych (BC239, BC109, BC149). W razie trudności należy małoszumne tranzystory zastosować w stopniach wejściowych, a w pozostałych – inne odpowiednie tranzystory (BC108, BC148, BC238, BC528 lub podobne).

W przypadku stosowania krajowych mikrofonów o niewielkiej impedancji wewnętrznej, można zalecić dodanie na wejściu wzmacniacza mikrofonowego (przed kondensatorem) rezystora o wartości 10 kΩ. Zmniejszy to szumy w przypadku włączenia danego wzmacniacza przy jednoczesnym odłączeniu mikrofonu (wyjęty wtyk).

W przypadku stosowania gramofonów z adapterem magnetycznym należy zastosować odpowiednie wzmacniacze wstępne z korekcją charakterystyki zapisu. Dwa wejścia można wyposażyć w takie wzmacniacze, co umożliwi korzystanie z gramofonów różnego typu.

W przypadku adapterów stereofonicznych, wyjścia ich powinny być odpowiednio połączone – jak dla reprodukcji monofonicznej (można to zrealizować w gniazdach wejściowych mieszacza).

Mieszacz ten jest przeznaczony do systemu dyskoteki monofonicznej. Większość dyskotek powinna korzystać z reprodukcji monofonicznej, szczególnie gdy przewidziany jest parkiet taneczny. Korzystając z podanych schematów i odpowiednio zwiększając liczbę zespołów mieszacza, można skonstruować mieszacz dwukanałowy – stereofoniczny. Dotyczy to przede wszystkim reprodukcji płyt i zapisu magnetofonowego. Mikrofony powinny być zawsze połączone w układzie jednokanałowym.



Rys. 10. Sposób mocowania potencjometrów i płytek montażowych do płyty czołowej obudowy mieszacza
1 – płyta czołowa; 2 – płytka montażowa; 3 – kątownik; 4 – tuleja dystansowa; 5 – śruba z nakrętką; 6 – śruba mocująca płytkę

KONSTRUKCJA MIESZACZA

Schematy płytek montażowych mieszacza są przedstawione na rys. 6, 7, 8 i 9.

Na rysunku 10 przedstawiono propozycję co do zamocowania potencjometrów w płycie czołowej mieszacza. Płytki montażowe są umieszczone prostopadle do płyty czołowej.

Montaż powinien być wykonany według ogólnie znanych zasad.

Obudowa mieszacza metalowa.

A.W.

CYFROWY ODCZYT CZĘSTOTLIWOŚCI

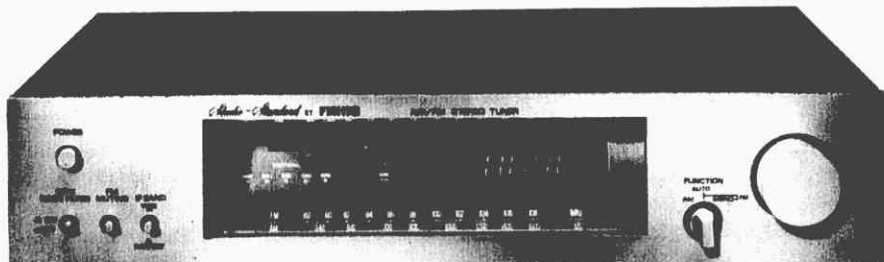
Od pewnego czasu przodujący producenci espu[1] oferują w swoich katalogach co najmniej jeden typ tunera zawierający cyfrowy odczyt częstotliwości odbieranej stacji. Zalety tego rodzaju dostrajania odbiornika są wykorzystywane w sprzęcie radiokomunikacyjnym, jednakże w sprzęcie domowym cyfrowy odczyt częstotliwości ma sens tylko wtedy, gdy korzyści użytkowe pozostają w rozsądnych relacjach do wzrostu ceny urządzenia.

Początkowo jedyną, a dotychczas najbardziej rozpowszechnioną metodą realizacji odczytu cyfrowego w tunerze jest zliczanie częstotliwości heterodyny i skorygowanie wyniku o częstotliwość pośrednią. Schemat jest tu konwencjonalny. Sygnał heterodyny przechodzi przez układ dzielników do licznika, do którego doprowadza się również impuls (bramkę) o szerokości 1 s z oscylatora kwarcowego. Po zliczeniu impulsów, które „zmieściły" się w bramce, wynik zostaje zarejestrowany w pamięci, a następnie wzmacniacz prądowy sterowany tym zapisem uruchamia odpowiednie segmenty diod elektroluminescencyjnych. Aby wyświetlona liczba odpowiadała częstotliwości odbieranej stacji należy dekady licznika „wyzerować" w ten sposób, aby w momencie rozpoczęcia liczenia ich stan różnił się od zerowego o wartość częstotliwości pośredniej.

Łatwo sobie wyobrazić koszt i wymiary takiego miernika, gdyby go skonstruować z podzespołów dyskretnych. Toteż dopiero układy scalone LSI pozwoliły na względne upowszechnienie odczytu cyfrowego w espu i to początkowo tylko w tunerach, których koszt jest wysoki w porównaniu z ceną układu odczytu cyfrowego

Wzrost komfortu obsługi w tunerach UKF jest odczuwalny jednak tylko wówczas, gdy liczba będąca do dyspozycji użytkownika jest duża. Korzyści są oczywiste w odbiornikach bogato wyposażonych w pasma fal krótkich, gdzie odczyt cyfrowy pełni funkcję łatwego w manipulacjach precyzera. Dla dokładnego dostrojenia odbiornika przy „heterodynowym" odczycie częstotliwości niedopuszczalne jest jednak odstępstwo w funkcji czasu od założonej częstotliwości pośredniej, jak również stany krótkotrwałej (nie eliminowanej przez ARCz) niestabilności pracy heterodyny.

Cyfrowy odczyt częstotliwości wystawia konstrukcji odbiornika świadectwo wysokiej jakości, ale może również ujawnić jej słabe strony. W takich przypadkach odczyt cyfrowy spełnia funkcję wyłącznie reklamowej atrakcji. Wspomniane niedomagania konstrukcji można wprawdzie zrekompensować wprowadzając układy korekcji odczytu, ale wiąże się to z dodatkowymi kosztami, które przesuwają niekorzystnie próg opłacalności ekonomicznej.



W warunkach krajowych cyfrowy oczyt częstotliwości miałby sens użytkowy w odbiornikach o rozbudowanym zakresie fal krótkich oraz – teoretycznie – w przewoźnych odbiornikach UKF korzystających z emisji wielu stacji sieci krajowej i sieci zagranicznych. To dość problematyczne uzasadnienie dla zastosowania odczytu cyfrowego w sprzęcie krajowym osłabia ponadto brak układu scalonego, który odpowiadałby polskim wymaganiom. Różnice związane ze standardem CCIR, dotyczące częstotliwości pośredniej oraz odmienny raster częstotliwości stacji w sieci UKF, zmusiłyby przemysł rodzimy do uruchomienia układu LSI bardziej skomplikowanego i tym samym droższego. Podczas gdy w zachodniej Europie układ pozwalający na odczyt z dokładnością do 100 kHz rozwiązuje problem, u nas byłaby potrzebna rozdzielczość 10 kHz.

Jeśli więc w innych krajach „heterodynowy" odczyt częstotliwości ma swoje użytkowe i ekonomiczne uzasadnienie, to wydaje się, że w naszych warunkach należy ten etap, niewątpliwie przejściowy, ominąć i połączyć odczyt cyfrowy z kolejną innowacją, jaka pojawia się w espu wysokiej klasy, tj. z syntezą częstotliwości.

W odbiornikach z syntezą częstotliwości podstawą koncepcji jest generacja za pomocą zegara kwarcowego i układów logicznych dokładnej częstotliwości odbieranej stacji, natomiast częstotliwość heterodyny jest jej pochodną. Odbiornik z syntezą częstotliwości ma wiele dodatkowych istotnych cech użytkowych, jak: automatyczne wybieranie stacji, programowanie użytkowania sprzętu, wskazywanie czasu, stabilność częstotliwości itd. Odczyt częstotliwości sprowadza się w tym układzie do pomiaru częstotliwości nastawionej.

Synteza częstotliwości nie eliminuje problemu przystosowania się do skomplikowanego systemu rastru zastosowanego w naszej sieci UKF. Ten temat wymaga jednak oddzielnego omówienia.

J.A.

1) *espu – elektroniczny sprzęt powszechnego użytku*

TRANSCEIVER CW-SSB Część III (ostatnia)

inż. JERZY WĘGLEWSKI-SP5WW

Układ manipulacji i pomiarów. Transceiver składa się z następujących członów:
- wspólnych, pracujących przy odbiorze i nadawaniu (VFO, GFN/BFO, wzmacniacz I pośr. cz. i VOX),
- pracujących tylko podczas odbioru (wzmacniacz w.cz. i mieszacz odbiornika, wzmacniacz II pośr.cz., wzmacniacz m.cz.),
- pracujących tylko podczas nadawania (wzmacniacz modulacyjny, mieszacz nadajnika, driver i PA oraz układ BK).

Na rysunku 23 przedstawiono wzajemne połączenia między członami.

Przejście z odbioru na nadawanie realizują dwa przekaźniki z szeregowo połączonymi uzwojeniami (PkA i PkB). Rodzaj pracy transceivera jest ustalony zespołem trzech wciskowych przełączników zależnych (Prz I-II-III) o podwójnej długości.

Przy zwolnionych trzech przełącznikach urządzenie jest przystosowane do pracy ręcznej (PTT). Zamykanie wyłącznika Wm (na obudowie mikrofonu) powoduje odblokowywanie tranzystora T5 układu VOX (połączenie p5-p4) i zadziałanie przekaźników przełączających z odbioru na nadawanie.

Wciśnięcie przełącznika „VOX" powoduje włączenie wzmacniacza układu VOX (połączenie p1-p3). Przy czynnym wzmacniaczu modulującym (p1-p2) urządzenie jest przystosowane do pracy odbiór–nadawanie z przełączaniem głosem.

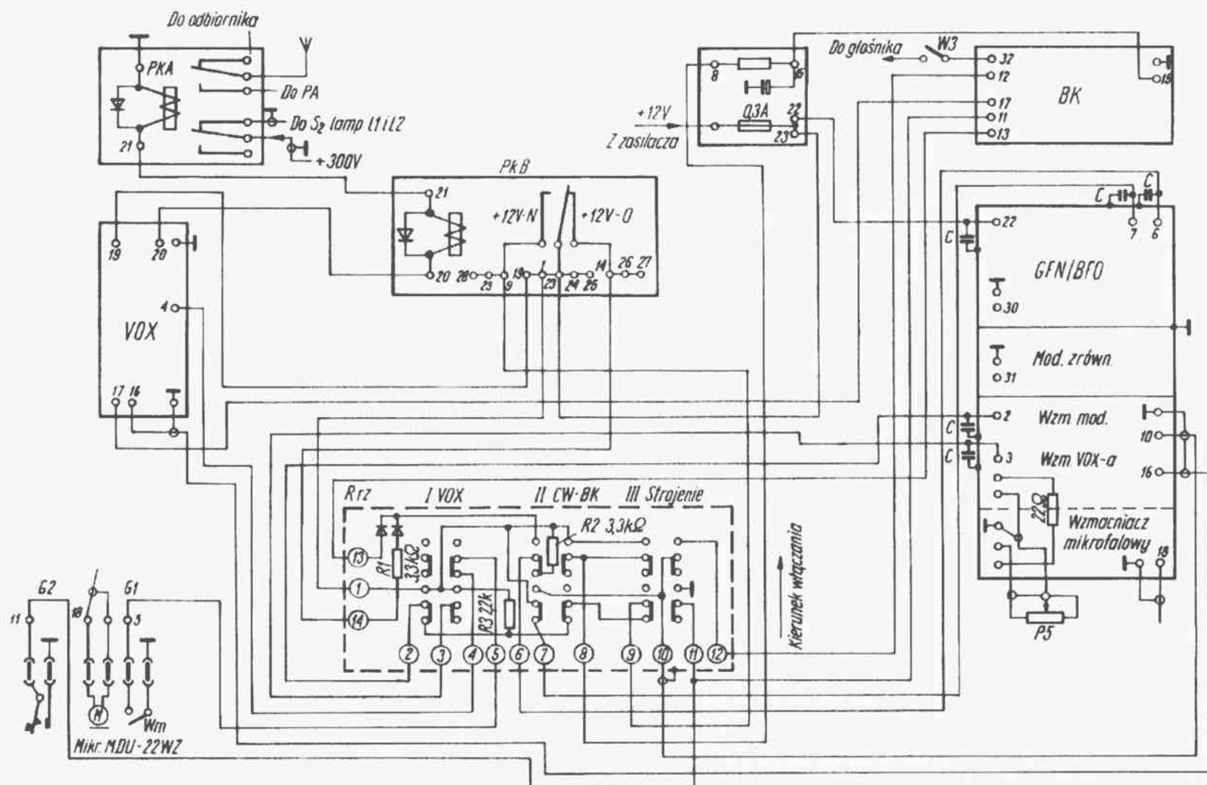
Wciśnięcie przełącznika „CW-BK" uruchamia układ BK (połączone p1-p8). W takt kluczowania następuje doprowadzenie napięcia +1 V do wejścia VOX (p17) powodując przełączanie urządzenia z odbioru na nadawanie. Przerwy między ciągami znaków telegraficznych nie dłuższe niż 0,5...0,7 s nie powodują ponownego przejścia na odbiór (stała czasowa układu VOX). Jednocześnie z p13 do p6 doprowadzane jest napięcie +4 V powodując spolaryzowanie bazy tranzystora pośredniczącego, uruchamiającego GFN.

Naruszenie równowagi modulatora diodowego przepływem prądu stałego przez jego górną gałąź (droga p1-p10) powoduje pojawienie się sygnału fali nośnej, który po wzmocnieniu steruje końcowy stopień mocy. W celu zmniejszenia tłumienia sygnału fali nośnej przez filtr kwarcowy, odłączany jest wyłącznikiem diodowym trymer rezonatora pilotującego)połączenie p1-p7). Sygnał 800 Hz doprowadzony z p32 do głośnika umożliwia podsłuch własnych sygnałów telegraficznych. Może być on wyłączony wyłącznikiem W3.

Wciśnięcie przełącznika „strojenie" uruchamia układ BK (połączone p1-p8, oraz p11 z masą). Dodatnie napięcie +4 V występujące w p17 uruchamia w sposób trwały człon VOX, a sygnał 800 Hz z p12 doprowadzony do modulatora zrównoważonego (p10) steruje tor nadajnika umożliwiając dostrojenie go do anteny. Położenie „strojenie" jest sygnalizowane przez głośnik ciągłym tonem 800 Hz.

Rezystory R1 i R2 (po 3,3 kΩ) ograniczają wartość prądu bazy tranzystora pośredniczącego generatora fali nośnej w warunkach pracy PTT, VOX lub „strojenie". Rezystor R3 (2,2 kΩ) służy do zasilania obniżonym napięciem wzmacniacza modulacyjnego, powodując natychmiastowe jego działanie po przejściu na nadawanie w warunkach pracy PTT.

Dostrojenie stopnia mocy do anteny umożliwia woltomierz diodowy (dioda D1 – rys. 10), który służy również do kontroli wytłumienia fali nośnej oraz jest pomocny przy zestrajaniu i regulacji toru nadajnika. Potencjometr P6 (100 kΩ) w połączeniu z dzielnikiem składającym się z rezystorów R12 (680 Ω) i R13 (6,8 kΩ) umożliwia ustalenie zakresu wskazań miernika



Rys. 23. Schemat układu manipulacji i połączeń między członami (C – kondensatory ceramiczne dyskowe 6,8 nF)

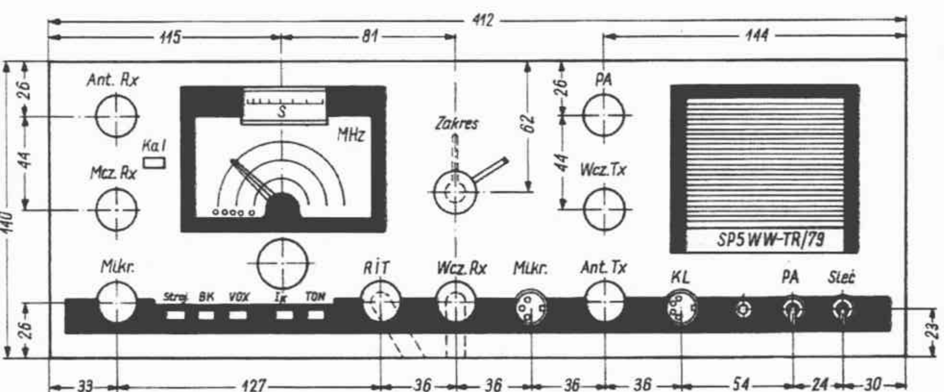
100 μA pracującego w tym przypadku jako woltomierz – do około 150 V.
Pomiar natężenia prądu katody lampy L2 jest włączany przełącznikiem W4. Przełącza on miernik z obwodu pomiarowego anteny do obwodu pomiarowego prądu katody. Rezystor nastawny RN (25 kΩ) ustala zakres pomiarowy równy około 400 mA. Dioda D3 (rys. 4) stanowi zawór umożliwiający wykorzystanie miernika również jako S-metra bez potrzeby przełączania go przy przechodzeniu z odbioru na nadawanie.

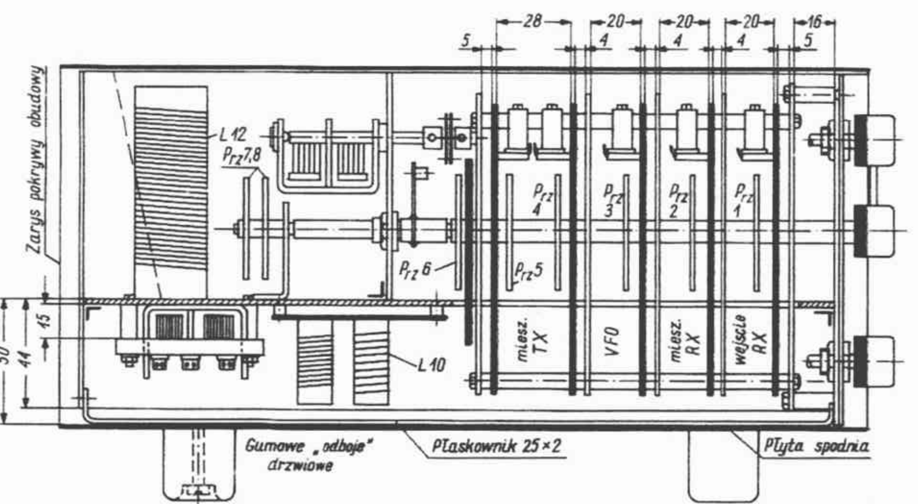
Rozwiązanie konstrukcyjne i elementy składowe

Transceiver składa się z dwóch zasadniczych zespołów konstrukcyjnych: podstawy wykonanej w postaci panela z obudową zewnętrzną oraz przełączanego zespołu stanowiącego zwarty blok w.cz.
Podstawa (panel) jest wykonana z blachy aluminiowej półtwardej o grubości 2 mm. Na płytę czołową, stanowiącą element nośny, założona jest płyta maskująca (aluminium twarde o grubości 1 mm), umocowana tulejami potencjometrów, tulejami stanowiącymi łożyska przedłużeń osi kondensatorów strojeniowych, oraz nakrętkami wyłączników zasilaczy. Całość jest umieszczona w obudowie składającej się z płyty zakrywającej panel od spodu, oraz wygiętej w kształcie litery U, pokrywy spoczywającej na płycie czołowej i tylnej (blacha aluminium półtwarde o grubości 1,5 mm).
Na rysunku 24 przedstawiono szkic konstrukcji mechanicznej, podstawowe wymiary oraz sposób rozmieszczenia głównych elementów składowych. Widok transceivera z góry i od spodu (bez obudowy) przedstawiono na rys. 25 i 26.
W tylnej części panela znajduje się wydzielony boks, w którym mieści się większość elementów składowych stopnia mocy; prawa jego część ma przedział mieszczący zasilacze i głośnik (jest tu również miejsce na płytkę kalibratora). W środkowej części panel ma wycięty prostokątny otwór, w którym umieszczony jest blok w.cz.
Blok w.cz. zestawiono z pięciu płytek zawierających przełączane zespoły odbiornika, VFO i mieszacz nadajnika (przełączniki Prz1...Prz5) oraz płytkę z przełącznikiem Prz6 cewek drivera. Poszczególne płytki montażowe poprzedzielane są płytkami ekranującymi. Całość jest skręcona trzema gwintowanymi prętami (Ms Ø 4 mm), a odpowiednie odległości między płytkami ustalają tulejki dystansowe (rurka Ms Ø 6×1 mm) o długościach podanych na rysunku zestawieniowym. Kształt oraz wymiary płytek ekranów podane są na rys. 27.
Płytka pierwsza (patrząc od przodu) ma występy umożliwiające przymocowanie całego bloku do płyty czołowej; do niej przytwierdzona jest zapadka przełączników. Do ostatniej płytki ekranującej umocowana jest drukowana płytka z przełącznikiem Prz6.
Przedział bloku w.cz. zawierający cewki odbiornika i VFO zaekranowany jest nasuwaną z góry osłoną z blachy aluminiowej (grubości 1 mm) wygiętej w kształcie litery U, mającej otwory umożliwiające strojenie cewek. Osłonę należy wyposażyć w przynitowane zestyki sprężynujące, łączące ją z ekranami bloku. Uniknie się przez to rozstrajającego wpływu obudowy transceivera przy jej zakładaniu i zmniejszy możliwość sprzężeń pasożytniczych. Przedział bloku w.cz. zawierający cewki mieszacza nadajnika może być zaekranowany w identyczny sposób, lecz nie jest to konieczne.
Blok w.cz., po osadzeniu w panelu, zostaje przymocowany trzema wkrętami M4×22 mm (wkręty o łbach krytych) do czołowej płyty nośnej; tulejki dystansowe ustalające odległość bloku w.cz. od płyty nośnej mają 16 mm długości.
Podłużny kształt otworu dla osi przełącznika w płycie nośnej umożliwia łatwe wmontowanie bloku w.cz. (lub jego wyjęcie), zaś podłużne wycięcia (biegnące w dół) otworów osi potencjometrów P2 i P5 umożliwiają „wsunięcie" potencjometrów między płytę czołową, a przednią płytę bloku w.cz. Zaznaczono to linią przerywaną na rys. 24.
Oś przełączników bloku w.cz. jest sprzęgnięta z osią przełączników cewek końcowego stopnia mocy (Prz7 i Prz8), za pomocą układu dźwigni jednoramiennych, jak to zaznaczono na rysunku 24.

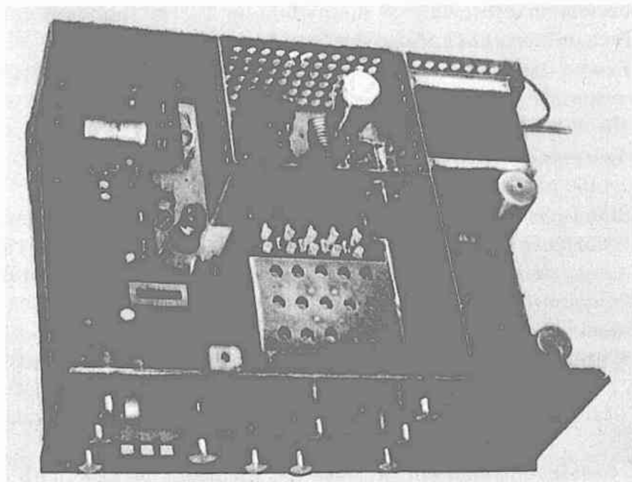
Dane techniczne cewek

Schemat (rys. nr)	Cewka	Zakres (MHz)	Liczba zwojów	Sposób oraz długość nawinięcia (mm)	Przewód	Kondensator		Uwagi
						oznaczenie	pojemność (pF)	
3	L1	3,5	8,5	zwój przy zwoju	0,1 CuEJ	–	–	nawinięta na L2
		7	5,5	,,	0,1 ,,	–	–	
		14	4,5	,,	0,15 ,,	–	–	
		21	3,5	,,	0,25 ,,	–	–	
		28	2,5	,,	0,25 ,,	–	–	
	L2 L3	3,5	50	zwój przy zwoju	0,15 CuE	C1 C8	82	
		7	25	,,	0,2 ,,		33	
		14	16	,,	0,4 ,,		22	
		21	12	,,	0,5 ,,		15	
		28	9	,,	0,5 ,,		5,6	
10	L8	3,5	2×25	Zwój przy zwoju	0,15 CuE	C10	82	nawinięta bifilarnie
		7	2×20	,,	0,2 ,,		10,8	
		14	2×10	,,	0,3 ,,		22	
		21	2×8	,,	0,3 ,,		8,2	
		28	2×5	,,	0,5 ,,		22	
	L9	3,5	50	zwój przy zwoju	0,15 CuE	C11	100	
		7	32	,,	0,2 ,,		33	
		14	18	,,	0,3 ,,		27	
		21	14	,,	0,3 ,,		10	
		28	10	,,	0,5 ,,		15	
	L10	3,5	50	25	0,25 CuE	C20	56	
		7	25	22	0,4 ,,		100	
		14	18	22	0,6 ,,		–	
		21	11	22	0,6 ,,		–	
		28	9	20	1,0 ,,		–	
15	L13	3,5	11	zwój p.zw.	0,3 CuE	C1	62+33	współczynniki termiczne podano w tekście
		7	8	11	0,8 ,,		100+100	
		14	50	zwój p.zw.	0,17 ,,		10+3,9	
		21	12	zwój p.zw.	0,4 ,,		51+33	
		28	10	11	0,5 ,,		22+16	

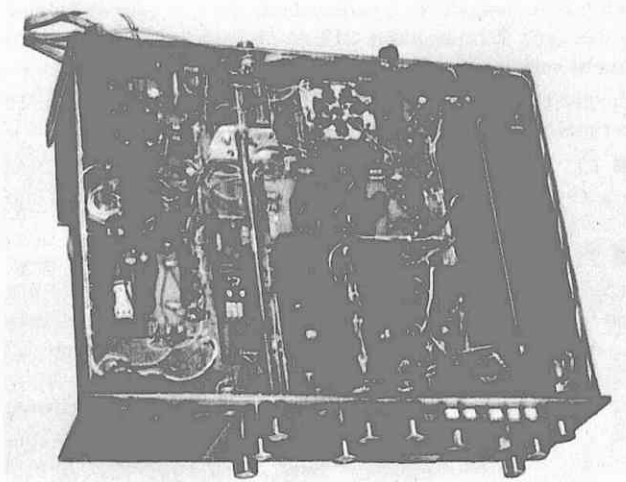




Rys. 24. Szkic konstrukcji mechanicznej oraz rozmieszczenie podstawowych elementów składowych transceivera



Rys. 25. Widok transceivera od góry



Rys. 26. Widok transceivera od spodu

Niezależny element konstrukcyjny stanowi również obudowa płytki układu formowania sygnału DSB. Najłatwiej jest wykonać ekranujące pudełko z dwustronnie foliowanego laminatu przez zlutowanie jego ścianek w kilku miejscach. Pudełko nie ma jednej ścianki bocznej (od strony panela), a jego spód stanowi drukowana płytka montażowa (należy zachować odległość 7 mm od płyty panela). Pudełko ma zdejmowane wieko, co umożliwia dostęp do rezystorów nastawnych.

W opisywanym modelu zastosowano w głównej mierze podzespoły i detale pochodzenia krajowego; niewielką część detali wymontowano ze sprzętu demobilowego.

Cewki wchodzące w skład bloku w.cz. nawinięto na plastykowych korpusach wymontowanych z płytek pośr.cz. odbiornika TV – „Libra". Cewki te nadają się dobrze do przyjętego pionowego układu drukowanych płytek montażowych.

Korpusy cewek obwodów wejściowych odbiornika (L1, L2 – rys. 3) oraz bifilarnie nawinięte cewki mieszacza nadajnika (L8 – rys. 10) wymagają trzeciego wyprowadzenia. Wykonane ono zostało przez wtopienie odcinka (około 15 mm) przewodu Cu Ø 0,5 mm w środek wspornika korpusu, z wygięciem umożliwiającym połączenie z odpowiednim punktem na ścieżce płytki drukowanej. Do wyprowadzenia tego przyłączony jest środek cewek bifilarnych lub końce cewek L1 i L2 odbiornika.

Cewki drivera (L10 – rys. 10) nawinięto na korpusach plastykowych o średnicy 12 mm pochodzących z odbiornika USP. Po nawinięciu korpusy przykręcono wkrętami M3 do drukowanej płytki montażowej, jak to schematycznie zaznaczono na rysunku 13.

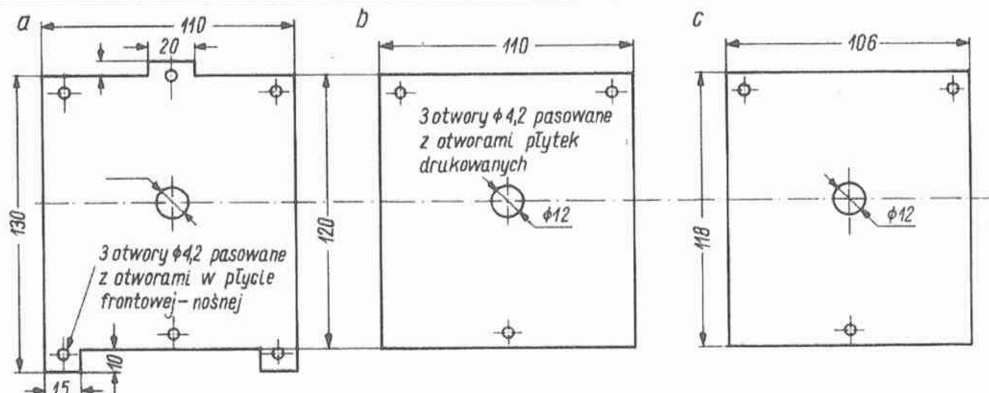
Dane techniczne wyżej opisanych cewek przyłączanych zestawione są w tablicy.

Filtr pośr.cz. T1 (rys. 3) nawinięto na korpusie cewek odbiornika „Libra" z dorobionym trzecim wyprowadzeniem. Cewka L5 ma 24 zwoje nawinięte drutem Ø 0,3 mm CuEJ. Cewka L4 jest nawinięta na L5 i ma 7 zwojów drutu Ø 0,15 mm CuEJ. W podobny sposób wykonano filtr układu wejściowego mieszacza nadajnika (rys. 10); cewka L6 ma 2×11 zwojów nawiniętych bifilarnie, a na niej zaś L7 – 5 zwojów drutem odpowiednio jak L5, L4.

Cewki układu wyjściowego modulatora zrównoważonego (rys. 8) są nawinięte na ferrytowym rdzeniu toroidalnym (Ø 10 X 5 X 4 mm U51). Rdzeń taki może być wykonany we własnym zakresie przez zeszlifowanie ferrytowego kubka filtru pośr.cz. 10,7 MHz (np. typu 4-27F1) – tak, aby otrzymać pierścień o wysokości 4 mm. Cewka L1 ma 6 zwojów nawiniętych drutem Ø 0,1 mm CuEJ, a L2 – 15 zwojów nawiniętych drutem 0,3 mm CuEJ.

Uzwojenia wszystkich wyżej opisanych cewek należy zabezpieczyć klejem styrofleksowym przed przesuwaniem się.

Transformatory pośr.cz. Tr2 i Tr3 (rys. 4) to rynkowe transformatory pośr.cz. 10,7 MHz typu 1–34 F1; rezonans przy częstotliwości 9 MHz osiąga się przez dołączenie równolegle do ich uzwojeń pierwotnych kondensatorów ceramicznych o pojemności 47 pF. W transformatorze Tr2 warto jest zdjąć uzwojenie



Rys. 27. Płytki ekranujące bloku w.cz.
a – płytka przednia – blacha aluminiowa grubości 1,5 mm;
b – płytka tylna i środkowa – blacha aluminiowa grubości 1,5 mm;
c – płytki mieszacza odbiornika i VFO – blacha aluminiowa grubości 1 mm

wtórne; umożliwi to wykorzystanie jego wyprowadzeń do połączenia kondensatora C17 na płytce montażowej bez potrzeby wykonania kłopotliwego mostka.

Zespół cewek końcowego stopnia mocy L11 i L12 (rys. 10) wykonano następująco:

- L11 bez korpusu zawiera 11 zwojów drutu Ø 2 mm CuAg o wewnętrznej średnicy 15 mm i długości nawinięcia 38 mm; odczep na 7 zwoju licząc od anody lampy L2;
- L12 nawinięto na ceramicznym korpusie o średnicy zewnętrznej 30 mm pochodzącym z nadajnika radiostacji RBM; zawiera 26 zwojów drutu Ø 1 mm CuAg nawiniętych z odstępem 1 mm; odczepy po 6 i 12 zwoju, licząc od anody lampy L2.

Ze względu na śrubowy żłobek na powierzchni korpusu, który deformowałby uzwojenie, cewkę nawinięto w przeciwnym kierunku do przebiegu śrubowej linii żłobka.

Przełączanie zespołów cewek do pracy w poszczególnych zakresach odbywa się za pomocą przełączników obrotowych (Prz1 – Prz8) produkcji krajowej, każdy z układem zestyków 2×5. Do przełączania cewek L11 i L12 służą dwie płytki o równolegle połączonych zestykach.

Do przełączania transceivera z odbioru na nadawanie służą dwa przekaźniki typu MTw-6-8-4463-162-1 (U_{min} = 5,5 V, I = 40 mA). Przekaźniki te są osadzone w typowych gniazdach umożliwiających łatwą wymianę w razie uszkodzenia.

Przełączanie wyjścia I pośr.cz. Pk3 (rys. 4) z odbioru na nadawanie spełnia przekaźnik typu MT-6-8-4463-115-5 (U_{min} = 8,6 V; I = 15 mA); jego wyprowadzenia są bezpośrednio wlutowane do płytki montażowej.

Przełączanie wejścia I pośr.cz. wykonują dwa kontaktrony (Pk1 i Pk2) typu K-8-405-1 (U = 12 V; I = 5 mA). Może tu być zastosowany przekaźnik MT-6 po dokonaniu odpowiednich zmian w przebiegu ścieżek na płytce montażowej.

Konieczne jest przyłączenie diod ostrzowych (dowolnego typu) równolegle do uzwojeń przekaźników, tak jak to podano na schematach; brak ich (zwłaszcza na uzwojeniach przekaźników typu MT-6) powoduje prawie natychmiastowe uszkodzenie napięciem samoindukcji przekaźnika stabilizowanego zasilacza lub tranzystora T5 układu VOX.

Jako przełącznik ,,rodzaj pracy'' zastosowano zestaw trzech zależnych przełączników ,,Isostat'' o układzie zestyków o podwójnej długości.

Wszystkie dławiki oznaczone na schematach Dł pochodzą z toru pośr.cz. odbiornika TV ,,Libra''. Są one nawinięte na miniaturowych rdzeniach ferrytowych, cylindrycznych o wymiarach Ø 3,5×10 mm, zamocowanych pionowo na konstrukcji wsporczej umożliwiającej łatwe wlutowanie do płytki montażowej. Indukcyjność dławika wynosi około 100 μH – nawinięcie masowe: 60 zwojów drutu Ø 0,1 mm CuE.

Dławiki Dł2 i Dł3 (rys. 10) są typowe – sekcyjne; składają się z trzech cewek komórkowych o średnicy zewnętrznej 11 mm (1 mH przy prądzie 30 mA).

Jako dławik Dł4 obwodu anodowego końcowego stopnia mocy zastosowano dławik wykonany fabrycznie (1,5 mH przy prądzie 300 mA). W razie trudności nabycia takiego dławika można go wykonać we własnym zakresie, nawijając jednowarstwowo 150...180 zwojów drutu Ø 0,25 mm CuEJ na rurze izolacyjnej o średnicy zewnętrznej 18...20 mm (podobnie wykonany dławik pracuje w transceiverze ,,Undinen'').

Kondensator C obwodu strojonego VFO (rys. 15) ma pojemność 3...17 pF. Jest to trymer z jednostronnym ułożyskowaniem f-my ,,Ducati''. Na jego osi znajduje się elastyczne sprzęgło łączące go z osią wskazówki skali. Oś wskazówki jest napędzana przekładnią kół zębatych pochodzących z odbiornika radiostacji RBM.

W konstrukcję skali – jak to przedstawiono na rys. 24 – wkomponowany jest miernik wychyłowy 100 μA w wykonaniu czołowym (stosowany w magnetofonie ZK 140 lub w niektórych odbiornikach stereofonicznych).

Pewną trudność sprawia nabycie kondensatorów obrotowych wchodzących w skład obwodu wyjściowego stopnia mocy (rys. 10). Z braku bardziej odpowiednich, w modelu zastosowano dwa agregaty typ KPOM o pojemności: C26 – 2×100 pF i C27 – 2×450 pF.

Stabilność pracy VFO w głównej mierze zależy od własności termicznej kondensatorów. W dzielniku (C4, C5 i C6 – rys. 15) należy zastosować kondensatory mikowe typu KSO-1 grupy B. Pojemność równoległą dla poszczególnych zakresów należy zestawić:

3,5 MHz	– KSO-1/62 pF + ceramiczny rurkowy jasnoszary (P33) – 33 pF
7 MHZ	– KSO-1/100 pF + ceramiczny rurkowy jasnoszary (P33) – 100 pF
14 MHz	– ceramiczny dyskowy niebieski (N47) – 10 pF + ceramiczny dyskowy brązowy z czarną kropką (NPO) – 3,9 pF
21 MHz	– KOS-1/51 pF + ceramiczny rurkowy jasnoszary (P33) – 33 pF
28 MHz	– ceramiczny rurkowy jasnoszary (P33) – 22 pF + ceramiczny rurkowy niebieski (N47) – 16 pF.

W nawiasach podano współczynniki termiczne: P – dodatni, N – ujemny.

Wartości oraz cechy drobnych elementów montażowych podano na schematach. Wszystkie rezystory mają obciążalność 0,25 W, o ile nie podano inaczej przy omawianiu poszczególnych członów urządzenia.

Transceiver został wyposażony w głośnik produkcji radzieckiej, stosowany w odbiorniku ,,Vega'', oraz mikrofon dynamiczny typu MDU-22wz produkcji ,,Tonsil''.

MONTAŻ I URUCHOMIENIE

Przede wszystkim należy zgromadzić zasadnicze podzespoły i elementy składowe. Zastosowanie zespołów o innych gabarytach niż podano w opisie (transformatora wysokiego napięcia, kondensatorów strojeniowych π-filtru, głośnika itd.) może w istotny sposób wpłynąć na podstawowe wymiary panela i obudowy urządzenia.

Aby uniknąć błędów, po zgromadzeniu wszystkich elementów składowych należy wykonać rysunek kompletnego panela w skali 1:1 i sprawdzić, czy posiadane detale – po rozmieszczeniu ich zgodnie z rys. 24 – mieszczą się w gabarycie podstawy i płyty czołowej.

Wykonanie panela i obudowy najlepiej powierzyć specjalistycznemu zakładowi, gdyż estetyczne ich wykonanie wymaga odpowiedniego oprzyrządowania. Natomiast prace związane z roztrasowaniem otworów, ich wycięciem i umocowaniem podzespołów korzystniej jest wykonać we własnym zakresie.

W opisie rozwiązania konstrukcyjnego nie podano szeregu szczegółów, gdyż zwiększyłoby to nadmiernie objętność niniejszego artykułu. Na przykład nie podano opisu wykonania napędu i skali VFO, dźwigni łączących osie przełączników, płytek prostowników oraz płytek przekaźników PkA, PkB. Zespoły te są względnie proste, przeto ich wykonanie we własnym zakresie nie nastręcza trudności.

Starannego wykonania wymagają drukowane płytki montażowe. Układ każdej płytki należy narysować na papierze milimetrowym, rysunek nakleić na folii laminatu i przepunktować. Szczególną uwagę należy zwrócić na staranne wykonanie płytek wchodzących w skład bloku w.cz., bowiem pewność działania sześciu przełączników osadzonych na wspólnej osi jest uzależniona od dokładnego wyznaczania otworów służących do skręcenia całego bloku w.cz., bądź przymocowania poszczególnych przełączników do płytek (dotyczy to również otworów w płytkach ekranujących).

Wszystkie elementy na płytkach powinny być przedtem sprawdzone. Układy scalone najlepiej umieszczać w podstawkach, gdyż sprawdzenie ich przed montażem w warunkach amatorskich jest niemożliwe. Punkty poszczególnych wyprowadzeń z płytek należy wyposażyć w odpowiednie końcówki lutownicze, umożliwiające kilkakrotne lutowanie przewodu bez uszkodzenia ścieżki.

Wszystkie płytki, przed montażem ich w panelu lub bloku w.cz., należy sprawdzić pod względem działania układów elektronicznych z jednoczesnym przeprowadzeniem ewentualnych korekt. Dopiero sprawdzone płytki mogą być zestawione w przełączanym zespole w.cz. lub umocowane na powierzchniach (górnej i dolnej) płyty podstawy panela zgodnie z rozmieszczeniem podanym na rys. 24.

Przy montażu bloku w.cz. należy sprawdzić współbieżność zestyków wszystkich przełączników przy ich przełączaniu oraz wykonać wewnętrzne połączenia między płytkami.
Płytki montowane na podstawie najpraktyczniej jest mocować za pośrednictwem przynitowanych do nich słupków o wysokości 7 mm z gwintowanym otworem M3.

Elementy wzmacniacza mocy są rozmieszczone w głównej mierze w ekranowanym boksie oraz pod płytą podstawy. Montaż ich oraz wykonanie połączeń bardzo ułatwia konstrukcja wsporcza w postaci izolacyjnej płytki przymocowanej do podstawki lampy, na której umieszczone są elementy układu pomiarowego prądu katody, rezystory siatki ekranującej oraz dławik siatkowy (uwidoczniono to na rys. 26).

Po montażu mechanicznym wszystkich podzespołów i detali można przystąpić do wykonania połączeń elektrycznych między członami urządzenia, zgodnie z opisem i schematem podanym na rysunku 23.

W celu zmniejszenia wzajemnego oddziaływania obwodów w.cz. i m.cz., w zależności od rodzaju obwodu, połączenia należy wykonać:
– obwody m.cz., ARW oraz zasilające układy strojenia diodami waraktorowymi – przewodem ekranowym m.cz. i izolacyjną powłoką na ekranie;
– obwody w.cz., jak połączenia między modulatorem zrównoważonym a filtrem kwarcowym, BFO a detektorem iloczynowym, wyjściem pierwszego wzmacniacza pośr.cz. a wejściem mieszacza nadajnika oraz doprowadzenie antenowe do wejścia odbiornika – przewodem w.cz. (miniaturowy kabel współosiowy stosowany w sprzęcie elektronicznym, w tym w odbiornikach TV, komputerach itd.);
– obwody zasilające anody lamp oraz ich włókna żarzeniowe – przewodami o odpowiednio wytrzymałej izolacji z naciągniętą koszulką ekranującą;
– obwody zasilania i manipulacji prądem stałym (12 V) – przewodem montażowym z żyłą w postaci linki (np. 20×0,1 Cu) w izolacji z plastyku, możliwie w kilku kolorach.
Uruchomienie zasilaczy i sprawdzenie, czy wartości uzyskanych napięć pod obciążeniem odpowiadają wartościom założonym (w zasilaczu stabilizowanym napięcie 12 V należy ustalić rezystorem nastawnym przy obciążeniu 250 mA), umożliwi uruchomienie i regulację całości urządzenia.

Jako pierwszy uruchomieniu i zestrojeniu podlega cały tor odbiornika. Czynić to należy przy zwolnionych przełącznikach rodzaju pracy oraz wyłączonym wyłączniku W2 i wyjętych bezpiecznikach z prostownika WN (względy bezpieczeństwa).
Wstępne strojenie rozpoczynamy od drugiego wzmacniacza pośr. cz. posługując się generatorem sygnałowym (lub GDO). Transformator Tr3 stroi się dość płasko. Ustawienie rezystora nastawnego 100 kΩ, ustalającego punkt pracy stopnia wejściowego US2, jest dość krytyczne, przeto czynność tę należy wykonać starannie przy małym sygnale wejściowym. Wstępne uruchomienie tego stopnia umożliwia ocenę pracy detektora iloczynowego oraz działania układu S-metra.
Doprowadzenie sygnału z generatora sygnałowego do wejścia filtru kwarcowego umożliwia zestrojenie pierwszego wzmacniacza pośr.cz. (Tr2 stroi się ostro) oraz skorygowania regulacji Tr3 dokładnie do częstotliwości przepustowej filtru.
Sprawne działanie członu pośr.cz. i m.cz. umożliwia zestrojenie stopni w.cz. odbiornika na wszystkich zakresach KF, ostateczną regulację układu S-metra oraz ewentualny pomiar czułości.
W razie tendencji do wzbudzania się wzmacniacza w.cz. (np. w zakresie 3,5 i 7 MHz jak wystąpiło to w modelu), należy stłumić cewkę L3 rezystorem 5,6 kΩ do 10 kΩ/0,1 W, przylutowanym do wyprowadzeń w korpusie; można to wykonać bez potrzeby demontażu bloku w.cz.
Jako następny zostaje uruchomiony tor formowania sygnału SSB i mieszacz nadajnika. Po wciśnięciu przycisku przełącznika „strojenie" (sygnalizuje to ton 800 Hz z głośnika) należy pomierzyć napięcie w.cz. na wyjściu modulatora zrównoważonego (40 do 50 mV w warunkach zrównoważenia) oraz napięcie na wejściu mieszacza nadajnika (około 1 V – sygnał SSB), po czym wyregulować filtr pasmowy mieszacza.
W warunkach prawidłowego zestrojenia filtru, napięcie w.cz. mierzone na siatce sterującej drivera w pasmach poszczególnych zakresów powinno wynosić od 1 do 1,5 V.
Działanie wyżej omówionych członków nadajnika należy sprawdzić za pomocą mikrofonu w warunkach pracy PTT i VOX oraz kluczem (CW-BK).
Włączenie prostownika wysokiego napięcia umożliwia uruchomienie drivera i końcowego stopnia mocy. Regulację tych członów najlepiej przeprowadzić na sztucznej antenie o rezystancji 75 Ω. Przy sterowaniu sygnałem 800 Hz i dokładnie dostrojonym obwodem wyjściowym do sztucznej anteny, dla lampy QQE06/40 powinny być spełnione następujące warunki:

$V_a = 700$ V;	$I_a = 150$ mA;	$I_{g1} = 8$ mA;
$V_{g2} = 280$ V;	$V_{g1} = -30$ V;	$I_{g2} = 20$ mA;

Końcowy stopień mocy – przy prawidłowo wykonanym montażu – pracuje stabilnie, natomiast driver wykazuje pewne tendencje do sprzężeń, przeto wymaga neutralizacji. Służy temu układ neutralizacji siatkowej, w którym kondensator CN wykonany jest z kilku (5 do 8) skrętów dwóch odcinków izolowanego przewodu Ø 0,5 mm Cu. Gdyby neutralizacja okazała się mało skuteczna na którymś z zakresów, to cewkę anodową drivera tego zakresu należy stłumić rezystorem 5,6 do 10 kΩ/0,5 W (w modelu wystąpiło to w pasmie 3,5 MHz).
W niniejszym artykule nie opisano metod kontroli płytek przed montażem oraz szczegółów dotyczących strojenia i regulacji poszczególnych członów urządzenia. Metody te są znane i z zasady uzależnione od wyposażenia w przyrządy pomiarowe, jakimi dysponuje radioamator konstruujący transceiver. Autor zestroił opisany model (z wyłączeniem kontroli płytek stopni wejściowych odbiornika), mając do dyspozycji jedynie uniwersalny miernik typu C437, falomierz-generator (GDO) f-my INCO, mostek LC oraz dwie sondy w.cz. przystosowane do pomiaru napięć w zakresie do 1 V i do 10 V. Jakość parametrów podstawowych członów urządzenia jak: VFO, toru formowania sygnału SSB oraz filtru kwarcowego była sprawdzona laboratoryjnie.

LITERATURA

[1] „Funk-Amateur" nr 11/1977 r.
[2] „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 4 i 5/1978 r.
[3] Wiktor Chojnacki-SP5QU – „Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich. WKŁ 1975 r.
[4] „Radioamatersky zapravodaj" nr 3/1977 r.

PRZEWÓD CIEPLNY

W technice rakietowej i kosmicznej zachodzi konieczność odprowadzania ciepła od określonych urządzeń lub ich części, czyli ich chłodzenia. Wynaleziono do tego celu nowe rozwiązanie w postaci przewodu cieplnego (heat-pipe). Urządzenie jest lekkie i nie ma żadnych mechanizmów.

Na rysunku przedstawiono przekrój przewodu cieplnego. Jest nim cienkościenna, hermetyczna rura metalowa, na której ściankach wewnętrznych utrzymuje się ciecz, a środek jest wypełniony parą tej cieczy.

Zasada działania polega na tym, że jeżeli jeden koniec rury jest podgrzewany, to ciecz szybko paruje przemieszczając się (w postaci pary) do końca „zimnego". W tej części rury, która jest chłodzona, ciecz się skrapla i powraca wzdłuż ścianek rury do końca „gorącego", dzięki wykorzystaniu zjawiska włoskowatości. Zjawiska włoskowatości (kapilarne) powstają na granicy stykających się ciał. Do najbardziej rozpowszechnionych zjawisk tego rodzaju należy wciąganie cieczy do cienkich rurek o ściankach zwilżonych daną cieczą. Właśnie w przypadku przewodu cieplnego wykorzystano to zjawisko do transportu cieczy w kierunku końca „gorącego".

Przewód cieplny działa bardzo sprawnie w przypadku, gdy ciecz i warunki techniczne pracy przewodu są właściwie dobrane.

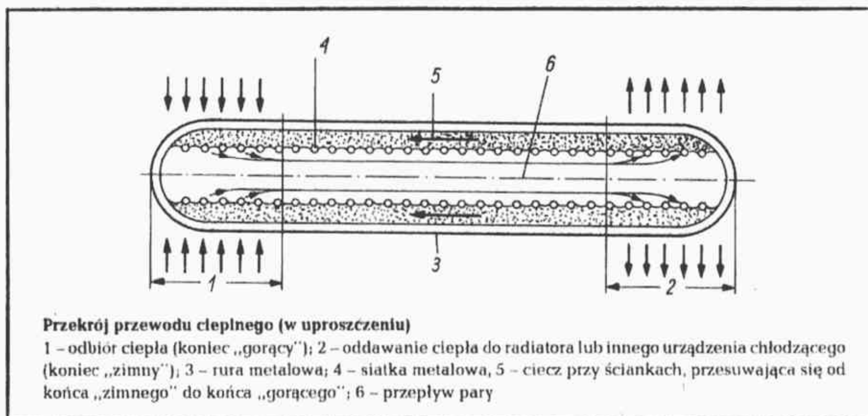
Aby ocenić skuteczność działania przewodu cieplnego warto podać porównanie jego zdolności odprowadzania ciepła z prętem miedzianym o takiej samej średnicy i długości.

Pręt miedziany o długości 300 mm i średnicy 16 mm, przy różnicy temperatur równej 100°C, odprowadza moc około 10 W, natomiast przewód cieplny o takich samych wymiarach jest w stanie odprowadzić moc 500 W przy różnicy temperatur około 20°C.

Cieczą roboczą w przewodzie cieplnym może być woda, freon lub inne ciecze, stosownie do zakresu temperatur, w których dany przewód ma pracować.

Wykorzystaniem przewodów cieplnych w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku zainteresowała się japońska firma Sony, która stosuje taki przewód czne chłodzenie. Według opinii tej firmy stosowanie przewodu cieplnego ma sens w przypadku wzmacniaczy o mocy większej niż 50 W.

Ta sama firma stosuje przewody cieplne do odprowadzania ciepła od cewek drgających głośników niskotonowych w niektórych typach zespołów głośnikowych.



Przekrój przewodu cieplnego (w uproszczeniu)
1 – odbiór ciepła (koniec „gorący"); 2 – oddawanie ciepła do radiatora lub innego urządzenia chłodzącego (koniec „zimny"); 3 – rura metalowa; 4 – siatka metalowa, 5 – ciecz przy ściankach, przesuwająca się od końca „zimnego" do końca „gorącego"; 6 – przepływ pary

w wzmacniaczu TA-F80 o mocy 120 W do odprowadzania ciepła od tranzystorów mocy do radiatora. Umożliwia to zmontowanie czterech tranzystorów mocy w jednej zwartej grupie, bardzo blisko płytki montażowej ze stopniami sterującymi oraz zapewnia ich równomierne i skute-

Wydaje się, że pomysł jest interesujący i znajdzie zastosowanie w urządzeniach elektronicznych zarówno profesjonalnych jak i niektórych urządzeniach powszechnego użytku. *R.T.*

(Opracowano na podstawie mies. „Funkschau" nr 12/1979)

GŁOŚNIKI DO ZESTAWÓW GŁOŚNIKOWYCH PRODUKCJI UNITRA-TONSIL

Typ	Moc (W)	Impedancja (Ω)	Pasmo przenoszenia (Hz)	Efektywność (dB)
Uniwersalne i niskotonowe				
GDS 8/4	4	4	140...12 500	86
GDS 7/4	4	4	140...12 500	86
GDS 10/5	5	4; 8	120...12 000	89
GDS 12/8	8	4	110...12 000	90
GDN 16/12	12	4; 8; 15	85...5000	90
GDN 16/15	15	4; 8; 15	90...15 000	88
GDN 20/25/1	25	4; 8	80...6000	90
GDN 25/40	40	4; 8	65...4000	91
GDN 25/40/3	40	8	37...4000	91
GDN 30/60	60	4; 8	52...3000	93
Średniotonowe				
GD 12/5/3	5	4	120...9000	92
GDM 18/40	40	8	110...10 000	92
Wysokotonowe				
GDW 6,5/1,5/1	1,5	8	2000...16 000	90
GDW 9/15/1	15	4	do 20 000	90
GDW 9/15/2	15	4	do 20 000	89
GDWK 9/40	40	4	do 20 000	89
GDWK 14/40	40	4	do 20 000	91
GDWT 10/40	40	4	do 15 000	98

(Dane zaczerpnięto z katalogu 1979 r.)

ODBIORNIK RADIOFONICZNY ZODIAK DSS-401, DSS-402

Zakłady Radiowe Diora uruchomiły produkcję nowego stereofonicznego odbiornika radiowego klasy standard pod nazwą ZODIAK w dwóch wersjach: DSS-401 o mocy 2×10 W i DSS-402 – 2×15 W. Jest to konstrukcja całkowicie nowa, oparta na najnowszych podzespołach uruchamianych w kraju, zawierająca szereg nowoczesnych oryginalnych rozwiązań, zarówno elektrycznych jak i mechanicznych.

Odbiornik wyposażono w zakresy fal długich, średnich, krótkich I, krótkich II, ultrakrótkich z możliwością programowania czterech stacji. „Zodiak" ma układ cichego strojenia, układ ARCz, gniazda anteny AM, gniazda anteny UKF symetryczne 300 Ω i koncentryczne 75 Ω, gniazda do magnetofonu, gramofonu z wkładką magnetoelektryczną lub piezoelektryczną, słuchawek stereofonicznych, wskaźniki „stereo", „zera FM" i poziomu sygnału wejściowego.

W odbiorniku zastosowano nowoczesne podzespoły przeznaczone do sprzętu Hi-Fi, dzięki czemu mimo uproszczonych układów aplikacyjnych uzyskano bardzo dobre parametry osiągające przeważnie dolną klasę Hi-Fi.

Cały odbiornik jest wykonany na 6 płytkach drukowanych, stanowiących bloki funkcjonalne. Połączenia między poszczególnymi zespołami są wykonane złączami wielostykowymi co ułatwia serwis, kontrolę i wymianę.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:	
długie	150...285 kHz
średnie	525...1605 kHz
krótkie I	5,95...9,775 MHz
krótkie II	11,7...15,45 MHz
UKF	65,5...73 MHz
Moc wyjściowa:	
DSS-401	2×10 W h≤1%
DSS-402	2×15 W h≤1%
Pasmo przenoszenia wzmacniacza m.cz.:	40 Hz...16 kHz
Zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza m.cz.:	≤0,1%
Zniekształcenia nieliniowe w torze FM przy f=1 kHz:	„mono"≤0,25% „stereo"≤0,5%
Pasmo przenoszenia w torze FM:	40 Hz...12,5 kHz
Tłumienie przesłuchu stereofonicznego przy f_s = 69 MHz i f = 1 kHz:	ok. 40 dB
Odstęp sygnału od zakłóceń:	50 dB

Głowica UKF stanowi wydzielony ekranowany zespół wlutowany do płytki tunera. Obwód wejściowy, obwód wzmacniacza w.cz. oraz obwód heterodyny są strojone za pomocą diod pojemnościowych BB-104, potencjometrem R154 umiejscowionym na kondensatorze obrotowym.

Strojenie za pomocą diod pojemnościowych umożliwia zastosowanie programowania stacji. Dławiki L2 i L3 spełniają funkcję dopasowania szumowego obwodu wejściowego do układu z tranzystorem T1.

Wzmacniacz w.cz. pracuje z tranzystorem T1 w układzie wspólnej bazy z pojedynczym obwodem rezonansowym w obwodzie kolektora. Do bazy mieszacza pracującego z tranzystorem T2 w układzie wspólnego emitera jest doprowadzony sygnał w.cz. z dzielnika pojemnościowego C11 i C12 oraz z obwodu heterodyny, poprzez kondensator C27. Heterodyna pracuje z tranzystorem T3 w układzie wspólnego kolektora, dzięki czemu cewka L5 obwodu heterodyny jest przyłączona bezpośrednio do masy. Dioda D5 pracująca w układzie ARCz jest wstępnie spolaryzowana zaporowo napięciem uzyskanym z nóżki 10 układu scalonego US102, przez dzielnik z rezystorami R102, R103 i rezystor R17. Napięcie ARCz jest doprowadzone do diody D5 przez rezystor R18.

Mieszacz jest obciążony dwuobwodowym filtrem pasmowym pośr. cz. FM złożonym z elementów L7 C19 i L8 C21.

Głowica GFE105 jest zunifikowana pod względem wyprowadzeń i wymiarowym z głowicą UKF GFE103 odbiornika „Merkury".

Sygnał z głowicy UKF jest doprowadzany do bazy tranzystora T101 obciążonego podwójnym filtrem ceramicznym F101 i F102. Układ z tranzystorem T101 pokrywa straty wzmocnienia wynikające z tłumienia wznoszonego przez filtry ceramiczne. Filtry ceramiczne F101 i F102 powinny być z tej samej grupy selekcyjnej, a filtr pasmowy w głowicy L7 i L8 powinien być dostrojony do częstotliwości środkowej filtrów ceramicznych. Sygnał pośr.cz. z filtru ceramicznego jest doprowadzony do układu scalonego US102 (TDA1200A, HA1137W, UL1200N), w którym uzyskuje się wymagane wzmocnienie, ograniczenie oraz detekcję sygnału w detektorze koincydencyjnym z zewnętrznymi elementami indukcyjnymi, dławikiem L101 i obwodem rezonansowym złożonym z elementów L102 i C117. W układzie tym uzyskuje się wymagane przesunięcie fazowe.

Od właściwości obwodu L102 C117 zależy liniowość krzywej S, a więc zniekształcenia nieliniowe. Przy poprawnie zestrojonym obwodzie detektora napięcie na nóżce 7 powinno wynosić 5,6 V i być równe napięciu odniesienia występującemu na nóżce 10. Układ scalony US102 ma układ cichego strojenia (muting). Jeżeli poziom sygnału wejściowego nie osiągnie wymaganej wartości, na nóżce 12 występuje napięcie dodatnie o wartości ok. 2,3 V, które służy do zablokowania wewnętrznego wzmacniacza m.cz., po doprowadzeniu tego napięcia do nóżki 5 poprzez przełącznik cichego strojenia. Napięcie na nóżce 12 służy jednocześnie do spolaryzowania tranzystora T103 pracującego w układzie elektronicznego przełącznika „mono/stereo". Przewodzenie tranzystora T103 jest równoznaczne z „wygaszeniem" wewnętrznego generatora w dekoderze PLL.

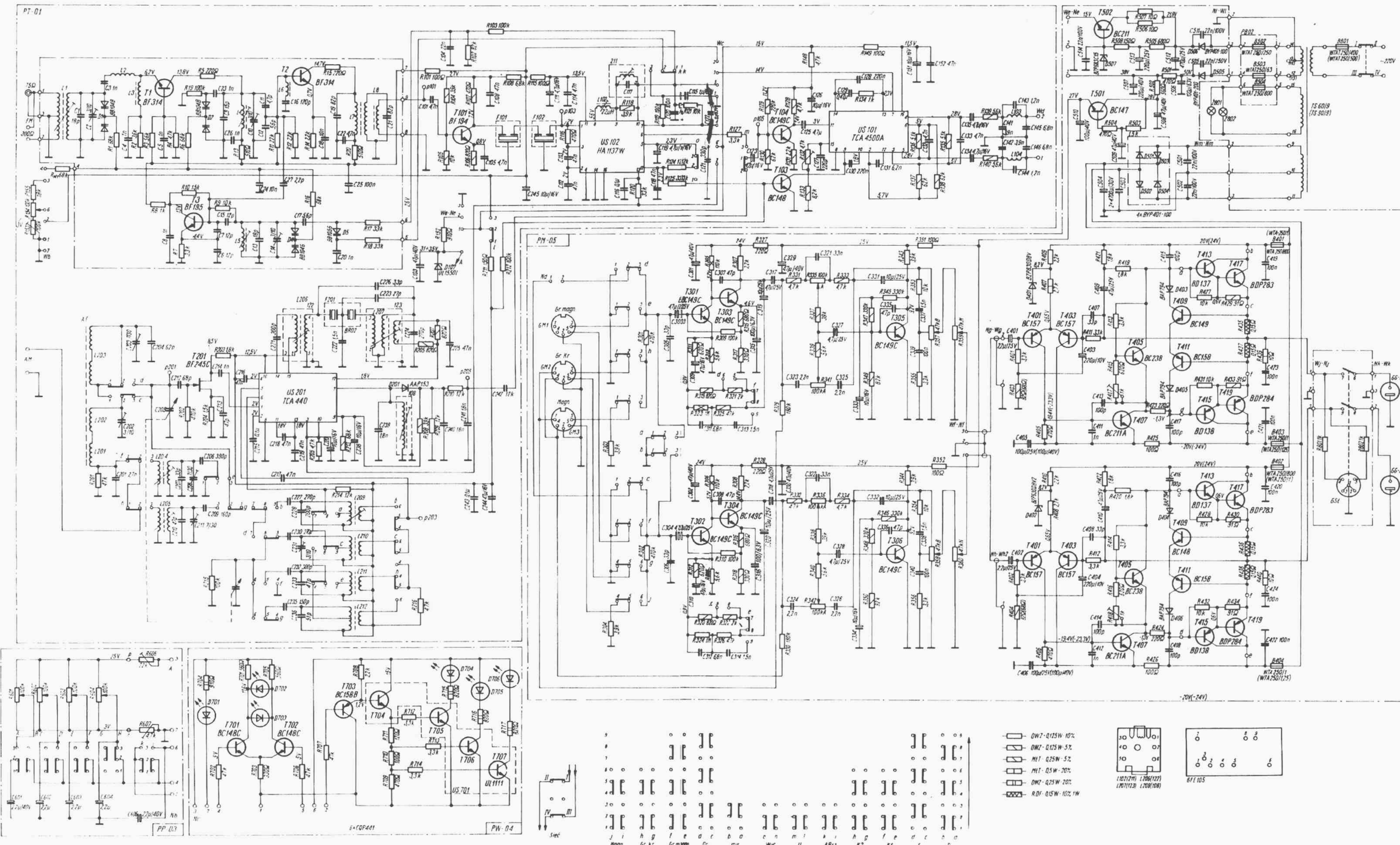
Układ US102 zawiera także układ sterowania wskaźnika poziomu wejściowego. Na nóżce 13 występuje napięcie o wartości od 0 do około 4V zmieniające się proporcjonalnie do sygnału wejściowego.

Sygnał m.cz. z nóżki 6 jest doprowadzony do stopnia wzmacniającego z tranzystorem T104, a następnie do nóżki 1 układu scalonego US101 dekodera stereofonicznego PLL (TCA4500A, UL1631N), nie wymagającego stosowania obwodów rezonansowych o częstotliwościach 19 kHz i 38 kHz. Częstotliwość wewnętrznego generatora dekodera wynosi 228 kHz (19 kHz×12) i zależy od wartości elementów C127, R132 i R133.

Rezystor nastawny R132 służy do regulacji przesłuchu między kanałami. Na nóżce 4 otrzymuje się sygnał m.cz. lewego kanału, a na nóżce 5 prawego kanału. Elementy R135 i C133 oraz R136 i C132 stanowią układy deemfazy odpowiednio dla lewego i prawego kanału. Na wyjściu dekodera zastosowano filtr złożony z elementów R139, L103, C141, C143 i C145 w lewym kanale i analogicznie w prawym kanale. Zadaniem filtrów jest odpowiednie stłumienie składowych sygnału wyjściowego o częstotliwości 19 kHz i 38 kHz.

Charakterystyka jest tak ukształtowana, aby układ przenosił sygnały o częstotliwości 12,5 kHz ze spadkiem nie większym niż 3 dB, natomiast sygnał pilota i częstotliwości podnośnej tłumił około 50 dB. Do nóżki 7 jest dołączona dioda elektroluminescencyjna D701, sygnalizująca odbiór sygnału stereofonicznego.

Tor AM zawierający 4 zakresy zrealizowano z układem scalonym US201 (UL1203N, TCA440, A244D). W układzie wejściowym zastosowano aperiodyczny wzmacniacz w.cz. pracujący z tranzystorem polowym FET T201, dzięki czemu uzyskano prostą konstrukcję cewek obwodów wejściowych, uproszczony układ połączeń i przełączeń oraz dobrą czułość użytkową.



Schemat odbiornika radiofonicznego ZODIAK DSS-401 i DS-402

Ze wzmacniacza w.cz. sygnał jest doprowadzany do układu scalonego US201, zawierającego wzmacniacz w.cz., mieszacz, oscylator, wzmacniacz pośr.cz. i układ ARW. Obwody heterodyny fal długich, krótkich I i krótkich II są strojone tylko rdzeniem. Do wyjścia mieszacza jest włączony filtr hybrydowy złożony z dwóch obwodów LC (L206, C221 i L207, C224) oraz podwójnego rezonatora ceramicznego BR02, w którym uzyskuje się wymaganą selektancję w torze AM. Wyjście filtru hybrydowego jest obciążone dzielnikiem złożonym z rezystorów R206 i R207, z którego sygnał pośr. cz. jest doprowadzany do wzmacniacza pośr. cz. Na wyjście układu scalonego jest włączony obwód rezonansowy L208 C239. Układ z diodą D201 pracuje jako detektor. Napięcie stałe z mostka detekcyjnego po podzieleniu przez dzielnik R208 R213 jest doprowadzone do nóżki 9, do wejścia wzmacniacza ARW, obejmującego stopnie wzmacniacza pośr. cz.

Na nóżce 10 uzyskuje się napięcie do wysterowania wskaźnika poziomu sygnału wejściowego, napięcie to jest doprowadzone jednocześnie na nóżkę 3, jako napięcie ARW, obejmujące stopień wzmacniacza w.cz. Sygnał m.cz. po detekcji jest kierowany do bazy tranzystora T104, a następnie do dekodera „stereo" (US101). Taki sposób połączenia upraszcza przełączanie sygnału wyjściowego AM i FM oraz „mono" i „stereo" jak również umożliwia wykorzystanie filtrów LC na wyjściu dekodera do odfiltrowania sygnału m.cz. z wyższych harmonicznych i sygnału o częstotliwości pośredniej.

Wzmacniacz m.cz. „stereo" oraz układy zasilaczy znajdują się na płytce wzmacniacza m.cz. Gniazda wejściowe gramofonu z wkładką magnetyczną, gramofonu z wkładką krystaliczną, magnetofonu, gniazda głośnikowe, potencjometry oraz przełącznik rodzaju pracy wzmacniacza umieszczono bezpośrednio na płytce drukowanej, dzięki czemu wszystkie połączenia są krótkie.

Wzmacniacz wstępny jest wykonany bardzo oszczędnościowo, jedynie z trzema tranzystorami w każdym kanale. Układy z tranzystorami T301, T303 i T302, T304 stanowią typową „dwójkę" wzmacniającą. Zmiany czułości, ukształtowanie charakterystyki wymagane dla gramofonu z wkładką magnetyczną uzyskuje się przez przełączanie układu sprzężenia zwrotnego. W sprzężeniu zwrotnym pracują rezystor R319 przy sterowaniu z tunera, rezystory R319 i R321 przy sterowaniu z gramofonu z wkładką krystaliczną i magnetofonu oraz rezystory R323, R325, C311, C313 przy współpracy z gramofonem z wkładką magnetyczną. Analogicznie dla prawego kanału. Napięcie do nagrywania na magnetofon jest pobierane z wyjścia układów pracujących z tranzystorami T303, T304 przez rezystory R329 i R330 i ma jednakową wartość dla wszystkich rodzajów sterowania wzmacniacza.

Regulacja barwy dźwięku jest zrealizowana w stopniu przedwzmacniacza pracującego z tranzystorami T305 i T306.

Wzmacniacz mocy pracuje z tranzystorami T401, T403, T407 oraz T413, T415, T417, T419 sprzężonymi bezpośrednio. Tranzystory T413, T417 oraz T415, T419 pracują w układzie Darlingtona i mogą być zastąpione parami tranzystorów typu BD645, BD646 lub BDX53A, BDX54A.

Układ z tranzystorem T405 służy do stabilizacji punktu pracy tranzystorów mocy i połączony jest termicznie z jednym z radiatorów. Układ ma zabezpieczenie przed skutkami zwarcia na wyjściu. Do tego celu służą elementy R435, R437, T409, T411, D403, D405. Przy przepływie prądu powyżej 4 A przez tranzystory mocy, zaczynają przewodzić tranzystory T409 i T411 zmniejszając napięcie U_{BE}. Ograniczenie prądu do ok. 4 A zabezpiecza tranzystory mocy przed zniszczeniem, prowadzi natomiast do przepalenia bezpieczników B401 i B403.

Dioda Zenera D401 eliminuje nieprzyjemny efekt akustyczny występujący w momencie włączenia odbiornika. Rezystor R425 i kondensator C405 umożliwiają zmniejszenie zniekształceń nieliniowych oraz zwiększenie odstępu sygnału od zakłóceń.

Stopnie mocy są zasilane napięciem symetrycznym około ±20 V, uzyskiwanym z niestabilizowanego zasilacza pracującego z diodami w układzie mostkowym oraz kondensatorami elektrolitycznymi 2×4700 μF. Taki sposób zasilania umożliwia wyeliminowanie kondensatora sprzęgającego do gniazda głośnikowego.

Tranzystor T501 pracuje jako filtr aktywny w obwodzie zasilania stopni przedwzmacniacza wymagających doskonałej filtracji.
Wszystkie obwody tunera oraz płytki wskaźników są zasilane z zasilacza stabilizowanego pracującego z diodą Zenera D507 i tranzystorem T502.
W odbiorniku ZODIAK zastosowano oryginalny układ wskaźnika dokładnego dostrojenia z diodami elektroluminescencyjnymi. Wskaźnik zera FM pracuje z tranzystorami T701 i T702 w układzie wzmacniacza różnicowego. Przy dokładnym dostrojeniu do stacji diody D702 i D703 nie świecą.
Do bazy tranzystora T702 jest doprowadzane napięcie odniesienia (5,6 V) występujące na nóżce 10 układu scalonego US102, natomiast baza tranzystora T701 jest sterowana napięciem z nóżki 7. Wskaźnik poziomu sygnału wejściowego pracuje z trzema diodami LED – D704, D705, D707 oraz tranzystorami T704, T705, T706, T707. Przy poziomie sygnału wejściowego na UKF ok. 10 μV zaświeca się dioda D704, przy około 100 μV – dioda D705 i przy ok. 1000 μV – dioda D706.

Rezystorem R707 ustawia się próg zaświecenia pierwszej diody. Wskaźnik poziomu sygnału wejściowego jest sterowany napięciem z nóżki 13 układu scalonego US102 i z nóżki 10 układu US201.

Zespół programowania jest oryginalną konstrukcją opartą na czterech potencjometrach paskowych i przełączniku. Rezystory R606 i R607 służą do ustalenia zakresu przestrajania programatora niezależnie od strojenia ręcznego.

mgr inż. Piotr Tworz

ELIMINACJA BŁĘDU PROWADZENIA WKŁADKI W GRAMOFONACH HI-Fi

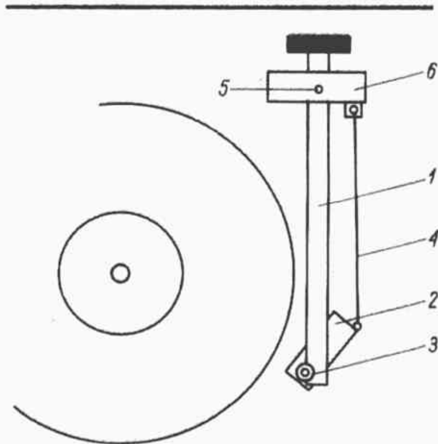
ANDRZEJ NOWICKI

W czasie wykonywania na płycie woskowej pierwotnego zapisu płyty gramofonowej głowica nacinająca jest przesuwana wzdłuż promienia płyty, natomiast przy odczytywaniu zapisu powszechnie stosowane w gramofonie ramię obrotowe przesuwa wkładkę adapterową po łuku. Z tego powodu podłużna oś wkładki nie pokrywa się ze styczną do rowka płyty, a kąt między tymi prostymi nosi nazwę „błędu prowadzenia". Zależy on od długości ramienia i wynosi do 1,5° dla ramion o długości 227 mm w dobrych gramofonach Hi-Fi i dochodzi do 5° w gramofonach popularnych. Wskutek istnienia błędu prowadzenia przy odczytywaniu zapisu płyty powstają dodatkowe zniekształcenia nieliniowe rzędu 0,5% w konstrukcjach Hi-Fi. Od kilkunastu lat są prowadzone próby wyeliminowania tej wady gramofonu.
Dotychczas kilka firm zaprezentowało rozwiązania gramofonów z zerowym błędem prowadzenia. Można je podzielić na dwie grupy:
– zastosowanie ramienia obrotowego z korekcją ustawienia głowicy odtwarzającej (wkładki adapterowej);
– zastosowanie ramienia przesuwnego z wkładką prowadzoną po promieniu płyty (tzw. ramię radialne).
Do pierwszej grupy należy seria „zero" firmy Garrard.
Zasadę działania ramienia korygowanego przedstawiono schematycznie na rysunku 1. Uchwyt (2) głowicy jest zamocowany za pomocą łożyska (3) na końcu ramienia (1). Obrót ramienia wokół osi (5) powoduje przesunięcie pręta korekcyjnego (4), połączonego przegubowo ze sztywną osłoną (6) i uchwytem głowicy, a zatem i obrót obejmy głowicy wzglę-

dem ramienia. W ten sposób oś głowicy i wkładki adapterowej w każdym miejscu zapisu pokrywa się z styczną do rowka. Rozwiązanie to jest stosunkowo proste, ale wymaga precyzyjnego wykonania, aby uniknąć zbyt dużych oporów ruchu ramienia bądź luzów, które zniweczyłyby założone zalety konstrukcji. Konieczna jest również kompensacja siły dośrodkowej, której występowanie związane jest z geometrią ruchu ramienia obrotowego względem płyty.

Dużą trudność w realizacji rozwiązań drugiej grupy stanowi fakt, że zapis dźwięku na płytach gramofonowych jest zapisem o zmiennej gęstości. Dlatego nie można zastosować bezpośredniego „sztywnego" sprzężenia przesuwu ramienia z ruchem obrotowym talerza gramofonu. mechanizm przesuwu musi być zaopatrzony w czujniki śledzące bieg rowka i odpowiednio sterujące położeniem ramienia.

W gramofonach Rabco ST-7 (Harman-Kardon) i Beogram seria 4000, 6000 (Bang and Olufsen) zastosowano czujniki mechaniczne. Ramię o długości 155 mm jest przesuwane po szynie za pomocą serwosilnika. Odchylenie ramienia od pozycji neutralnej, wskutek przesunięcia się igły czytającej w rowku obracającej się płyty, powoduje zadziałanie jednego z dwóch umieszczonych u jego nasady mikrowyłączników, uruchamiających w określonym kierunku serwosilnik (w gramofonie Rabco ST-7 zestyki mikrowyłączników znajdują się na dodatkowym wsporniku umieszczonym równolegle do ramienia). Jego obroty są przenoszone za pomocą linki na obudowę ramienia, powodując jej przesuwanie do chwili zajęcia właściwego położenia przez ramię, co powoduje wyłączenie silnika. Serwosilnik służy również do ustawienia wkładki adapterowej na dowolnie wybranym fragmentem płyty.



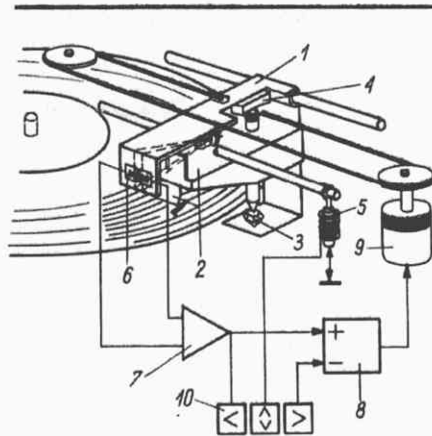
Rys. 1. Schemat ramienia gramofonowego z korekcją prowadzenia wkładki (Garrard, seria „Zero")
1 – ramię; 2 – uchwyt głowicy; 3 – łożysko; 4 – pręt korekcyjny; 5 – oś; 6 – osłona

W gramofonach Beogram umieszczone jest dodatkowe ramię z systemem optycznym. Sygnały z fotokomórki przez układ logiczny sterują ustawianiem ramienia na początek nagrania. Poza tym system ten zabezpiecza przed zniszczeniem delikatnego mechanizmu w przypadku opuszczenia wkładki na pusty talerz lub poza krawędź płyty.

W 1977 roku firma Revox zaprezentowała gramofon typu B790 z ramieniem radialnym i wieloma oryginalnymi rozwiązaniami. Ramię właściwe skrócono do 40 mm, a jego masę wraz z wkładką zredukowano do około 50 g. Częstotliwość rezonansowa ramienia zawiera się w zakresie 12...15 Hz, co przy częstotliwości rezonansowej zawieszenia mechanizmu gramofonu równej około 3 Hz powoduje, że działa ono jak mechaniczny filtr o tłumieniu 12 dB/okt dla wibracji płyty i mechanizmu gramofonu. Szyny prowadzące, podobnie jak w urządzeniach do nacinania płyt woskowych, umieszczone są nad płytą.

W celu założenia płyty cały zespół składający się z szyn, wózka i ramienia z wkładką obraca się do przodu o 90° wokół osi pionowej. Zawieszenie ramienia rozwiązano w sposób niekonwencjonalny, widoczny na rys. 2. Oparte jest ono na pojedynczym łożysku ostrzowym (3), natomiast od góry zawieszone jest za pomocą łożyska magnetycznego (4) stanowiącego specjalne opatentowane rozwiązanie firmy Revox. Do sterowania ruchem ramienia zastosowano układ fotoelektryczny, przedstawiony schematycznie na rys. 2. Ramię jest umieszczone wewnątrz wózka (1) przesuwanego przez silnik. W jego końcu znajduje się pionowa wąska szczelina. Z jednej strony szczeliny na wózku znajduje się dioda elektroluminescencyjna, z drugiej strony dwie krzemowe fotodiody (6), połączone z wzmacniaczem różnicowym. Wychylenie ramienia powoduje silniejsze oświetlenie jednej z fotodiod i wytworzenie sygnału, który po wzmocnieniu uruchamia silnik. Obrót silnika, a więc i przesuwanie obudowy ramienia następuje do chwili zrównania oświetlenia obu fotodiod, czyli do chwili właściwego ustawienia się ramienia z wkładkę adapterową. Dodatkowe przyciski umożliwiają dowolne sterowanie ruchem ramienia.

Konstrukcja ramienia radialnego nie eliminuje w pełni zjawiska błędu prowadzenia. Wynika to z zasady działania przedstawionych powyżej rozwiązań, gdyż serwosilnik uruchamiany jest sygnałem błędu. Wielkość tego błędu nie jest przez producentów podawana, ale szacunkowe obliczenia wykazują, że wynosi on około 0,4°. Nie występuje natomiast siła dośrodkowa.



Rys. 2. Zasada działania ramienia gramofonu B790 firmy Revox
1 – wózek przesuwający się wraz z ramieniem wzdłuż promienia płyty; 2 – ramię o długości 40 mm; 3 – dolne ostrzowe łożysko ramienia; 4 – górne magnetyczne zawieszenie ramienia; 5 – elektromagnes podnoszenia i opuszczania ramienia; 6 – fododiody do kontroli położenia ramienia; 7 – przedwzmacniacz różnicowy; 8 – wzmacniacz; 9 – silnik; 10 – przyciski sterowania ręcznego

Standardowe wyposażenie gramofonu stanowi wkładka Ortofon VMS 20 Mk2 lub Shure V15 typ IV. Wydaje się, że opisane rozwiązanie firmy Revox jest jak dotychczas szczytowym osiągnięciem w technice odczytu płyt gramofonowych. Obecnie trudno jest osądzić, czy osiągnięta poprawa jakości odtwarzania uzasadnia stosowanie tak skomplikowanych konstrukcji. Pewne jest natomiast, że zwykłe ramię obrotowe długo jeszcze będzie najpopularniejszym rozwiązaniem.

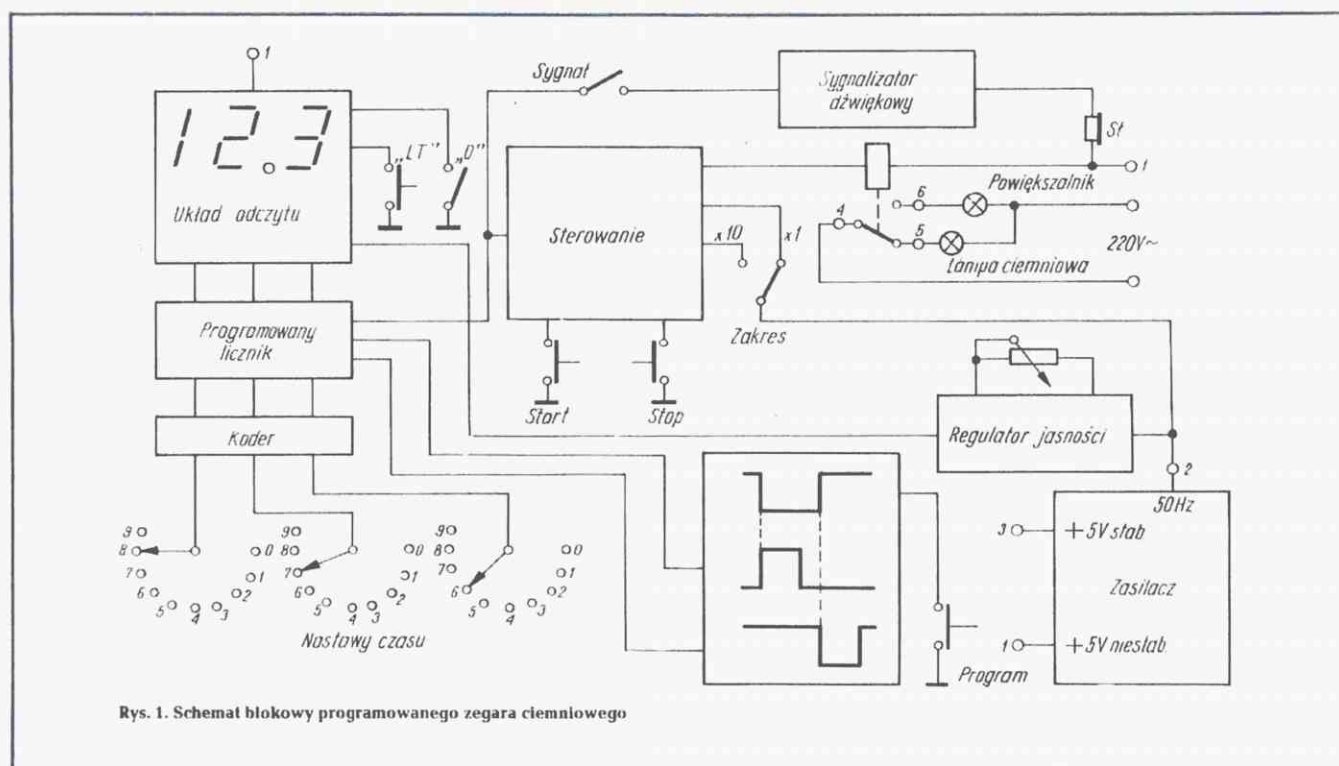
(W artykule wykorzystano prospekty firm: Bang and Olufsen, Garrard, Harman-Kardon i Revox).

RYSZARD HENRYK MARSZAŁ

PROGRAMOWANY ZEGAR CIEMNIOWY

Programowany zegar ciemniowy zaprojektowany został zgodnie z trendem panującym w przemyśle fotograficznym. Cyfrowe zegary ciemniowe zbudowane z układów scalonych LSI prezentowane są od niewielu lat na targach sprzętu fotograficznego.

Trudności ze zdobyciem specjalnie w tym celu zaprojektowanego układu scalonego wielkiej skali integracji (LSI) skłoniły autora do zbudowania układu o zbliżonych parametrach z produkowanych w kraju układów scalonych serii UCY74. Schemat blokowy układu przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat blokowy programowanego zegara ciemniowego

Programowany zegar ciemniowy zawiera trzycyfrowy odczyt nastawionego czasu w dwóch zakresach:

- od 0,1 do 99,9 s (co 0,1 s)
- od 1 do 999 s (co 1 s).

Dokładność domierzania czasu wynosi 0,02 s na pierwszym i 0,2 na drugim zakresie.

Układ wygaszania dwóch początkowych zer, sygnalizacja dźwiękowa włączenia powiększalnika (co 1 s ton 1000 Hz przez 0,1 – umożliwiają wszechstronne wykorzystanie zegara w pracy fotoamatora.

Schemat zegara przedstawiono na rys. 2. Napięcie pulsujące o częstotliwości sieci zasilającej (50 Hz) jest doprowadzone z prostownika do układu formowania zboczy (przerzutnika Schmitta). Wstępny podział częstotliwości przez 5 zrealizowano za pomocą scalonego układu licznika US4 (UCY7490). Zmiana zakresu odbywa się przez włączenie dodatkowego dzielnika częstotliwości (element US5 – UCY7490).

Programowanie czasu pracy zegara zrealizowano na scalonych koderach US14, US15, US16 (SN74147). Informacja z przełączników dziesiętnych przez układy koderów (zmiany kodu „1 z 10" na kod 8421) jest wpisywana na wejścia programujące dziesiętnych liczników rewersyjnych US11, US12, US13 (UCY74192). Liczniki te zliczają „do tyłu" aż do zera (tzn. do stanu 0000 wszystkich liczników); pojawia się wtedy na wyjściu P (borrow) elementu US13 stan logiczny „0", który zamyka poprzez przerzutnik RS (A, C) bramkę wejściową (B).

Naciśnięcie przycisku „Program" powoduje powstanie dwóch impulsów (szer. 1 ms) od obydwu zboczy impulsu wyzwalającego, z których pierwszy (w punkcie D) zeruje liczniki, natomiast drugi (punkt E) steruje zapisem zaprogramowanego przełącznikami PD1...PD3 czasu pracy zegara. Zaprogramowany w ten sposób czas jest wyświetlany na wskaźnikach LED1...LED3.

Układ uruchamia się przez naciśnięcie przycisku „Start", co powoduje, poprzez przerzutnik RS, odblokowanie bramki wejściowej B. Przycisk „Stop" umożliwia zatrzymanie pracy zegara w dowolnym momencie, a po ponownym naciśnięciu przycisku „Start" dalsze kontynuowanie pracy (odmierzania czasu).

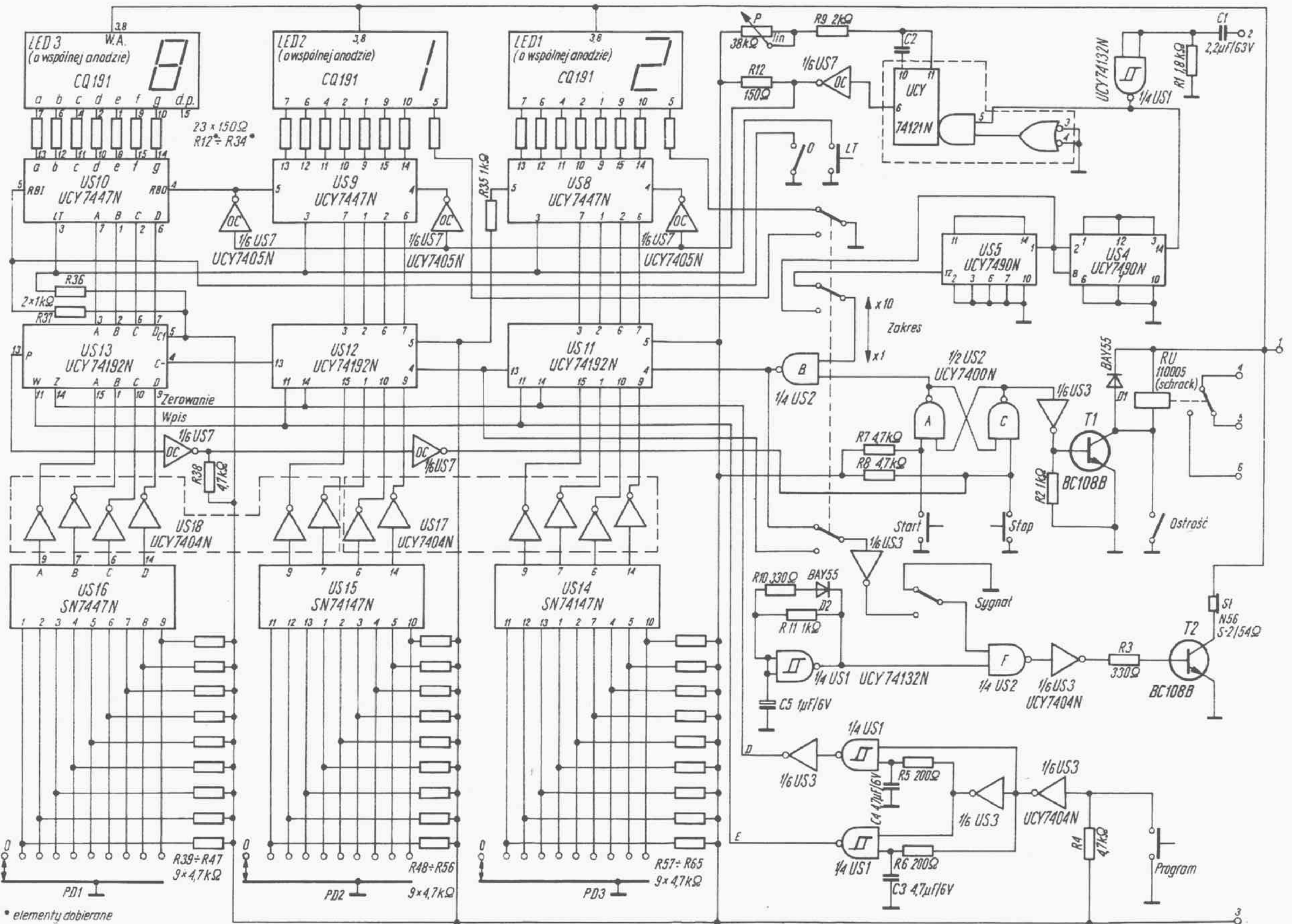
Układ płynnej regulacji intensywności świecenia wskaźników wykorzystuje przerzutnik monostabilny US6 (UCY74121), wyzwalany z częstotliwością 50 Hz, wygaszający wskaźniki na czas określony elementami R9, P, C2.

Generator sygnału dźwiękowego (US1, C5, R10, R11, D2), oscyluje na częstotliwości około 1 kHz.

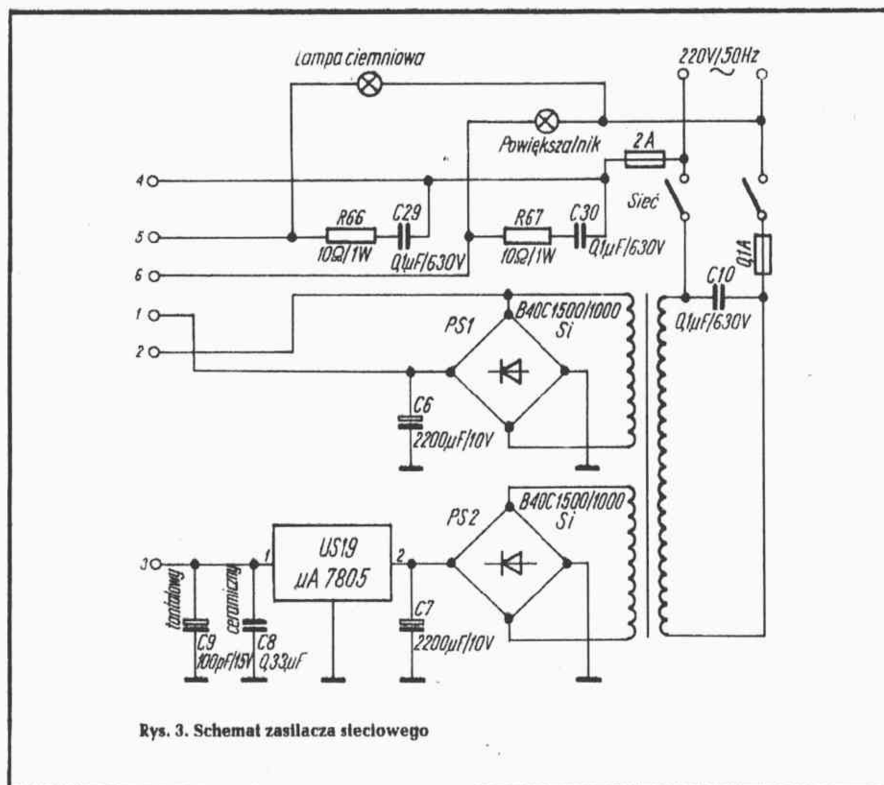
Przekaźnik wykonawczy sterowany z przerzutnika RS (poprzez tranzystor T1) włącza na przemian powiększalnik lub lampę ciemniową.

Zasilacz sieciowy (rys. 3) dostarcza napięć: niestabilizowanego +5 V, stabilizowanego +5 V oraz napięcie sterujące pracą zegara o częstotliwości sieci zasilającej (50 Hz).

Przełącznik „Ostrość" zwierając do masy (włączając) przekaźnik umożliwia włączenie powiększalnika na dowolnie długi okres czasu i tym samym precyzyjne nastawienie ostrości.



Rys. 2. Schemat ideowy programowanego zegara ciemniowego



Rys. 3. Schemat zasilacza sieciowego

W związku z barwoczułością papierów fotograficznych wskazane jest użycie wskaźników świecących światłem o barwie czerwonej.

Zegar jest bardzo prosty w montażu, nie wymaga żadnego strojenia, dobierania warunków pracy itd. ale wymaga użycia pełnowartościowych i sprawdzonych uprzednio elementów.

W przyrządzie użyto monolitycznego stabilizatora μA7805 w obudowie TO-3 z radiatorem, którym jest tylna ścianka obudowy wykonana z blachy aluminiowej, z umieszczonymi na niej gniazdami sieciowymi powiększalnika i lampy ciemniowej.

Zegar pobiera moc około 10 VA. Użyty transformator ma przekrój około 5 cm^2 i następujące uzwojenia:

- pierwotne 220 V – 2100 zw. DNE ø 0,22
- wtórne 4,5 V – 48 zw. DNE ø 0,7
  7 V – 75 zw. DNE ø 0,7

Można zrezygnować z zastosowania scalonych koderów US14...US16 (SN 74147), US17, US18 (UCY7404) oraz z rezystorów R39...R65 uzyskując znaczne obniżenie kosztów zegara. W tym celu należy zastosować przełączniki PD1...PD3 umożliwiające bezpośrednie kodowanie w kodzie „8421" (każdy z nich musi mieć po 4 płytki).

Można również zrezygnować z układu scalonego μA7805 i wykonać odpowiedni stabilizator z elementów dyskretnych.

W schemacie układu zegara nie narysowano zasilania układów scalonych.

Na rysunku brak jest również kondensatorów blokujących 0,1 μF dołączonych bezpośrednio do zasilania układów scalonych US1, US4, US5, US6, US11, US13.

Układ gasikowy C29 R66 i C30 R67 należy umieścić bezpośrednio na zestykach przekaźnika, a całość najlepiej ekranować.

Wszystkie zastosowane rezystory są typu MŁT o mocy 0,25 W i tolerancji wykonania 5%.

POMIAR WZMOCNIENIA TRANZYSTORÓW MIERNIKIEM LAVO 2

ZYGMUNT OLCZYK

Jak dotychczas brak jest na naszym rynku popularnego miernika uniwersalnego, umożliwiającego także pomiary tranzystorów, zaś oferowany przez handel próbnik tranzystorów Lavo-PT3 produkcji zakładów „Lumel" w cenie 2300 zł, jest zbyt drogi dla elektroników-amatorów.

Niniejszy opis dotyczy możliwości wykorzystania popularnego miernika uniwersalnego Lavo 2 do pomiaru tranzystorów.

Ogólna zasada pomiaru współczynnika wzmocnienia prądu stałego (β) tranzystora polega na określeniu stosunku prądu kolektora I_C do prądu bazy I_B, czyli:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

przy założonym I_B oraz U_{CE} i przy $I_{CB0} \ll I_B$. Dzięki dużej liniowości charakterystyk $I_C = f(I_B)$ przy U_{CE} = const oraz nieznacznej zależności $I_C = f(U_{CE})$, przy I_B = const, parametr β danego tranzystora różni się nie więcej niż o 20% od podawanego w katalogach parametru

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

określanego przy I_E = const oraz U_{CE} = const.

Przedstawiony na rysunku 1 układ umożliwia pomiar parametru β tranzystorów krzemowych n-p-n i p-n-p małej i średniej mocy. Tworzą go miernik Lavo 2 oraz połączona z nim przystawka.

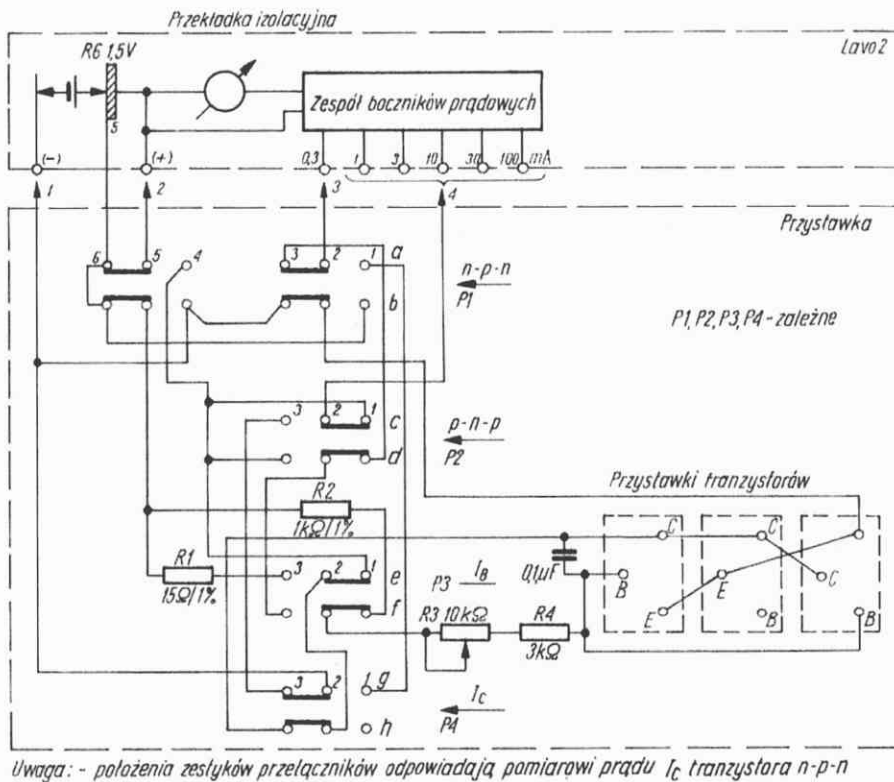
Schemat miernika Lavo 2 przedstawiono w uproszczeniu dla ułatwienia analizy pracy układu.

Jako źródło zasilania wykorzystano baterię R6 1,5 V od omomierza wspomnianego miernika.

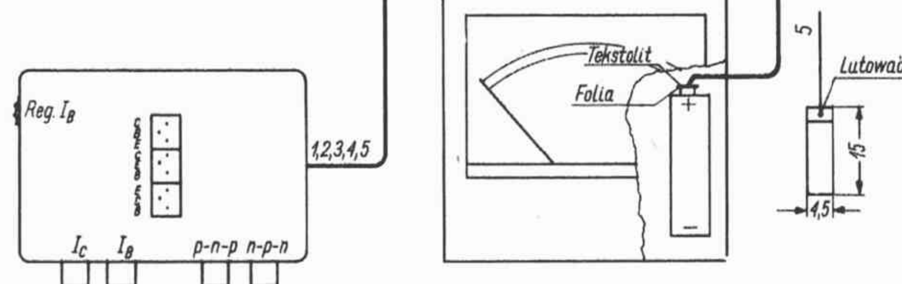
Występujące pod wpływem napięcia zasilającego prądy bazy i kolektora są mierzone miliamperomierzem włączanym przełącznikami kolejno w odpowiednie obwody. Prąd bazy jest mierzony na zakresie 0,3 mA, natomiast prąd kolektora na jednym z zakresów 1, 3, 10, 30, 100 mA.

Przed rozpoczęciem pomiaru przełącznik rodzaju pracy miernika uniwersalnego ustawia się w prawej skrajnej pozycji „–" (pomiar prądów i napięć stałych). Wtyczki przewodów 1, 2, 3, 4, 5 łączących przystawkę z miernikiem wkłada się w odpowiednie gniazda pomiarowe, jak na rysunkach 1 i 2 (przewód 4 w gniazdo 100 mA), potencjometr R3 ustawia się na maksimum oporności, zaś przełącznik P3 – w pozycji I_B.

Następnie, po włożeniu badanego tranzystora w jedną z trzech równolegle połączonych podstawek, odpowiadającą układowi wyprowadzeń tranzystora, oraz ustaleniu jego polaryzacji (p-n-p lub n-p-n) przełącznikami P1 i P2, potencjometrem R3 (10 kΩ) ustawia się na zakresie



Rys. 1. Układ do pomiaru wzmocnienia tranzystorów



Rys. 2. Sposób połączenia przystawki z miernikiem Lavo 2

, 0,3 mA prąd bazy $I_B = 0{,}1$ mA. Następnie przełącznik P4 przestawia się w pozycję I_C i odczytuje prąd kolektora na wcześniej ustawionym zakresie 100 mA (jeśli wskazówka wychyliła się poza 1/3 skali); w przeciwnym razie przekłada się wtyczkę 4 kolejno w gniazda 30, 10... mA, aż do uzyskania wychylenia poza 1/3 skali. Ponieważ $I_B = 0{,}1$ mA, to

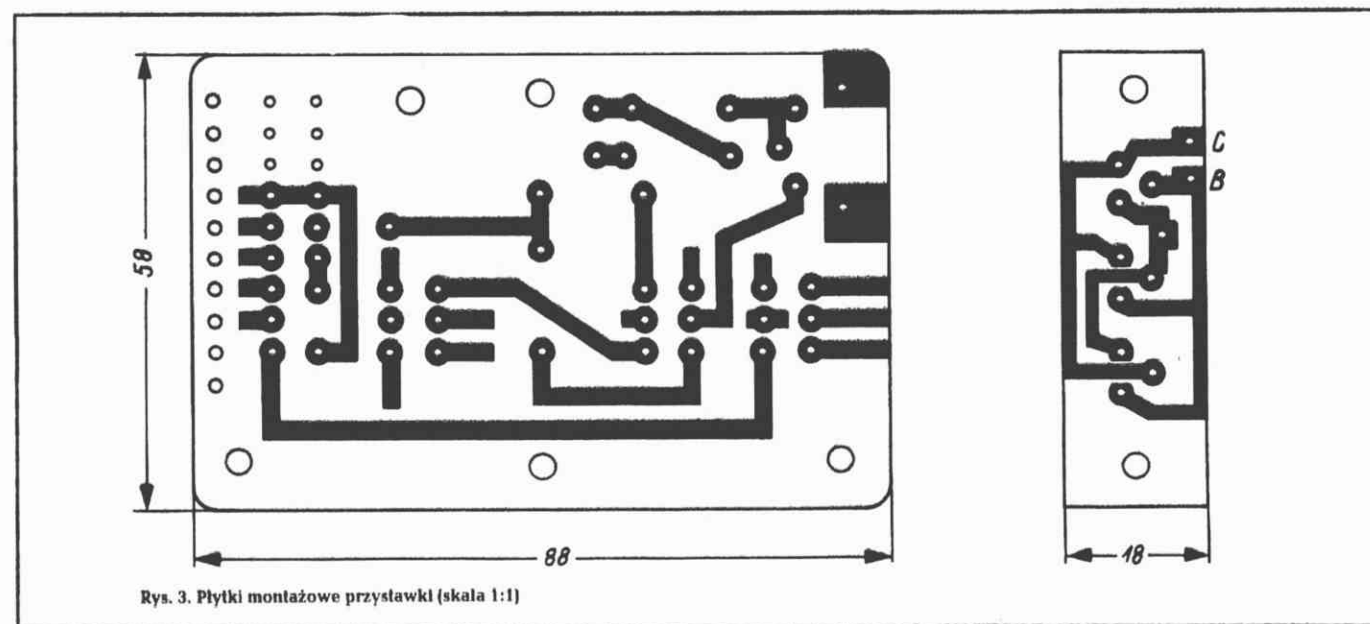
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C[\text{mA}]}{0{,}1[\text{mA}]} = 10 I_C[\text{mA}].$$

Oznacza to, że mierzoną wartość β odczytuje się bezpośrednio na skali miernika jako 10-krotną wartość prądu kolektora. Uchyb pomiaru $\delta\beta = \delta I_B + \delta I_C = 2{,}5 + 2{,}5 = 5\%$.

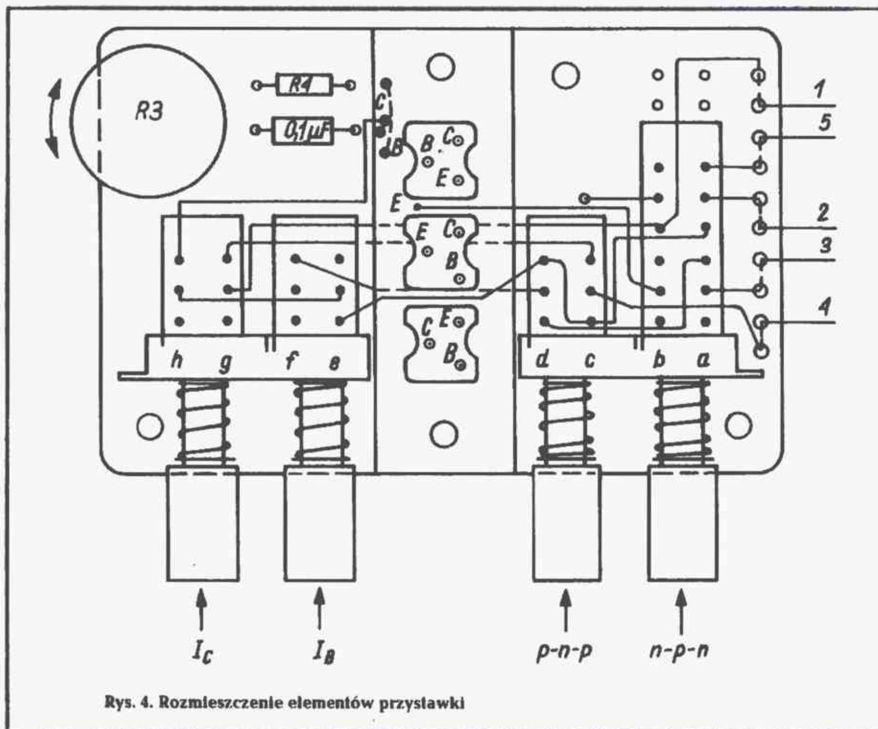
Dla uniknięcia dodatkowego uchybu pomiaru w wyniku włączenia rezystancji miliamperomierza w obwód bazy i kolektora, zastosowano rezystory R2 1 kΩ/1% i R1 15 Ω/1%, które odworowują rezystancję miliamperomierza, odpowiednio na zakresach 0,3 i 30 mA (na zakresie 30 mA rezystancja ta wynosi dokładnie 14,6 Ω). W zasadzie dla każdego zakresu pomiaru I_C powinien być stosowany oddzielny rezystor R1, lecz z przeprowadzonych pomiarów wynika, że dla większości obecnie produkowanych tranzystorów β wynosi od 100 do 300, co w omawianym układzie odpowiada prądowi I_C od 10 do 30 mA.

W celu upewnienia się o prawidłowym działaniu tranzystora zmieniamy prąd bazy potencjometrem R3, obserwując przy tym zmiany prądu kolektora. Jeżeli $\Delta I_C \approx \beta \Delta I_B$, to pomiar β jest prawidłowy. Brak oddziaływania prądu bazy na prąd kolektora świadczy o uszkodzeniu tranzystora lub niewłaściwym jego połączeniu.

Aby nie dopuścić do wzbudzenia się układu na większych częstotliwościach, między bazę i kolektor badanego tranzys-



Rys. 3. Płytki montażowe przystawki (skala 1:1)



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów przystawki

tora włączono kondensator ceramiczny o pojemności 0,1 µF.

Układ wymaga przyłączenia do miernika piątego przewodu ze specjalnie wykonaną końcówką umożliwiającą odizolowanie dodatniego bieguna baterii od normalnie przylegającej do niego sprężynki stykowej. Wspomnianą końcówkę nr 5 (rys. 2) można łatwo wykonać z powszechnie stosowanego na obwody drukowane jednostronnie foliowanego tekstolitu, przez oddzielenie (np. scyzorykiem) kolejnych warstw izolacyjnych, aż do uzyskania grubości płytki około 0,2 mm. Tak wykonaną końcówkę przewodu nr 5 najłatwiej dołączyć do miernika przez wciśnięcie jej między dodatni biegun baterii i sprężynkę stykową, bez wyjmowania przy tym baterii.

Elementy przystawki zmontowano na dwóch płytkach z obwodami drukowanymi (rys. 3 i 4). Na mniejszej z nich umieszczono podstawki tranzystorowe, zaś na większej pozostałe elementy. Obie płytki połączono dwoma wkrętami M3 X 26...28 z nałożonymi rurkami dystansowymi o długości 22 mm tak, aby po umieszczeniu całości w obudowie, którą stanowi tu popularna mydelniczka za 5,50 zł, górny poziom podstawek tranzystorów pokrywał się z górnym poziomem obudowy.

Przełączniki P1, P2, P3 i P4 wykonano z przełączników „Isostat".

Podstawki do tranzystorów pochodzą z radioodbiornika „Selga".

Jako potencjometr R3 (10 kΩ) zastosowano potencjometr od radioodbiornika „Minor". Połączenia nr 1 do 5 wykonano izolowanymi giętkimi przewodami o długości 50 do 60 cm.

Opisany wyżej układ ma tę zaletę, że nie narusza istniejącej konstrukcji miernika Lavo 2, co może zachęcić jego posiadaczy do samodzielnego wykonania układu.

POSTĘPY W TECHNOLOGII TRANZYSTORÓW MOS

JAN SZMIDT

Miniaturyzacja jest jednym z ważniejszych kierunków rozwoju przyrządów półprzewodnikowych, zwłaszcza zaś w rozwoju technologii przyrządów MOS. Dotyczy to przede wszystkim przyrządów (głównie tranzystorów) wykonywanych w układach scalonych. Niewielkie nawet zmniejszenie rozmiarów jednego przyrządu może powodować znaczne zmniejszenie układu scalonego, w którym takich przyrządów (tranzystorów) mogą być setki. Na przykład w latach 1971–1977 pamięci półprzewodnikowe MOS zwiększyły swoje pojemności z 256-bitowej (2^8) do 16384-bitowej (2^{14}), a ich wymiary zmieniły się tylko z 2,7 × 2,7 mm na 3,68 × 5,95 mm.

Co powoduje taką ustawiczną dążność konstruktorów i technologów przyrządów MOS do ciągłego zmniejszania ich rozmiarów? Czy tylko oszczędność monokrystalicznego krzemu, na którym są te struktury wykonywane lub dążenie do miniaturyzacji urządzeń?

Czasem zbytnie zmniejszenie rozmiarów podstawowych elementów urządzenia wcale nie musi prowadzić do dalszej miniaturyzacji układu, a może spowodować wystąpienie różnorodnych kłopotów.

Oczywiście wraz ze zmniejszeniem rozmiarów przyrządów MOS maleją zewnętrzne rozmiary takich pamięci wykonywanych w wersji scalonej, ale co jest znacznie ważniejsze poprawiają się parametry użytkowe tych elementów, takie jak czasy przełączania, czasy opóźnienia sygnałów, czas dostępu do pamięci, zakres częstotliwości roboczych (np. jako wzmacniacz), moc tracona w elemencie.

Poprawa tych parametrów wraz ze zmniejszaniem się wymiarów jest główną przyczyną stale postępującej miniaturyzacji.

Zauważono pewne prawidłowości w zmianach parametrów elektrycznych przyrządu wraz ze zmniejszeniem się jego rozmiarów.

Jeżeli wymiary poziome i pionowe tranzystora MOS zostaną zmniejszone s razy, to rezystywność podłoża i napięcia pracy również zmniejszają się s razy i w pierwszym przybliżeniu zachodzą wtedy związki:

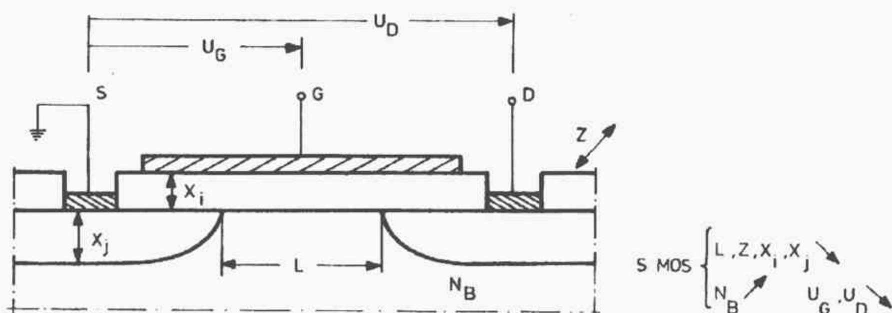
- pola elektryczne w strukturze i moc tracona na jednostkę powierzchni pozostają bez zmian,
- prądy i czasy opóźnienia przyrządów MOS redukują się s razy,
- powierzchnie tranzystora i moc tracona przez jeden tranzystor są redukowane s^2 razy.

Mnożenie odpowiednich parametrów tranzystora przez współczynnik S, $1/S$, $1/S^2$ jeżeli jego rozmiary są zmniejszone s razy (tzn. mnożenie przez $1/S$) przedstawiono w tablicy 1.

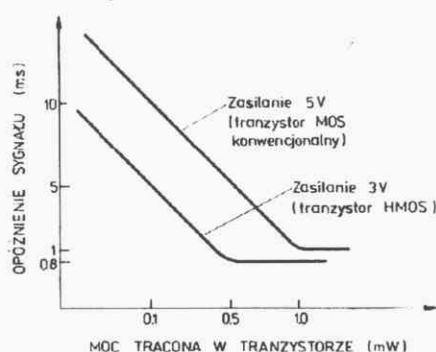
Można przyjąć, że parametry tranzystora MOS dla $S = 1$ są następujące*:

– minimalny rozmiar 5 µm
– grubość tlenku bramkowego 0,12 µm

* Obecnie wykonywane produkcyjnie tranzystory MOS



Rys. 1. Typowa struktura MOS z oznaczeniami jej parametrów konstrukcyjnych
Strzałki wskazują pożądany kierunek zmian tych parametrów



Rys. 3. Wpływ zmiany napięcia zasilania tranzystora (z 5 V na 3 V – zmiana możliwa dla struktur H-MOS) na opóźnienie sygnału i moc traconą w przyrządzie

- głębokość złącz 1,2 μm
- domieszkowanie podłoża 3.10^{15} cm^{-3}
- napięcie drenu 10 V
- polaryzacja podłoża –5 V

Jeżeli przyjęlibyśmy współczynnik S = 10, to osiągnęlibyśmy parametry tranzystora MOS bliskie ich ograniczeniom, wynikającym ze zjawisk fizycznych i obecnego poziomu techniki wytwarzania przyrządów półprzewodnikowych.

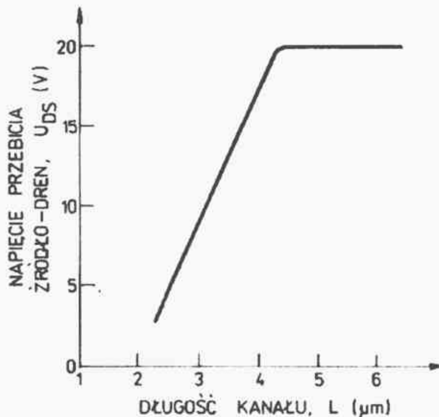
Na rysunku 1 przedstawiono typową strukturę MOS oraz zaznaczono aktualne tendencje w kierunkach zmian niektórych parametrów takiej struktury. Można zadać pytanie: jakie rzeczywiste korzyści z punktu widzenia zastosowań tranzystorów MOS daje zmniejszenie ich wymiarów?

Zauważyć to można na rysunkach 2, 3, 4. Widzimy wyraźnie, że wraz ze zmniejszeniem wymiarów tranzystorów (maleniem długości kanału) maleje napięcie przebicia źródło-dren, zmniejsza się czas opóźnienia sygnału w przyrządzie i napięcie zasilania, maleje moc rozpraszana przez przyrząd. Wszystkie te parametry są bardzo ważne i decydują o możliwości zastosowań tych tranzystorów.

Technologia, która prowadzi do wytwarzania struktur MOS o konwencjonalnej konstrukcji (jak na rys. 1) i bardzo wysokich parametrach osiągniętych przez zmniejszenie ich rozmiarów, nazwana została technologią H-MOS lub czasem S-MOS (H – high performance, S – small). W tablicy 2 przedstawiono obecne i przewidywane parametry struktury H-MOS w porównaniu z konwencjonalną strukturą wytworzoną w 1972 r.

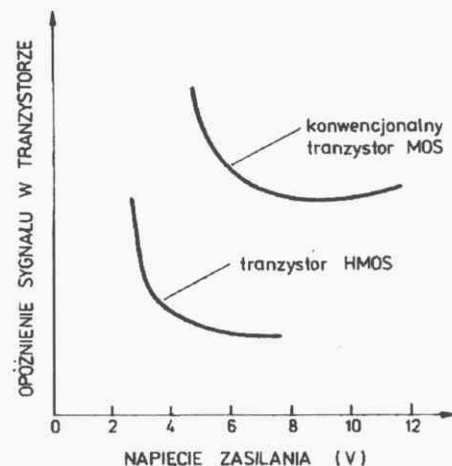
Tablica 1

Parametry tranzystora MOS	Współczynnik skalowania
Rozmiary geometryczne przyrządu x_i, x_j, L, z	1/S
Domieszkowanie podłoża	S
Napięcie zasilania	1/S
Pojemności pasożytnicze	1/S
Moc rozpraszana	$1/S^2$



Rys. 2. Zależność wartości napięcia przebicia struktur MOS od długości kanału

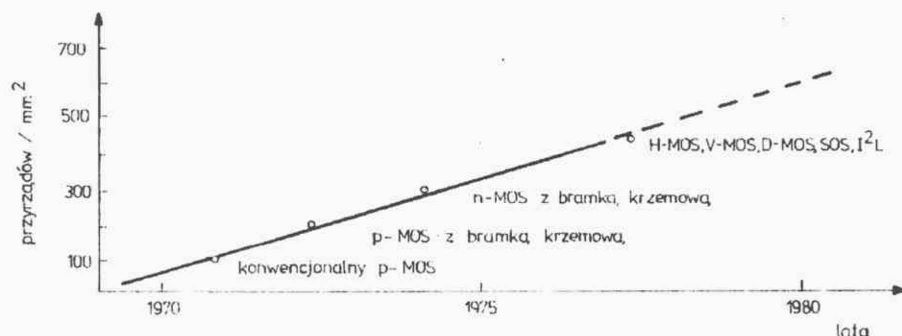
Oczywiście w rozwoju technologii MOS i struktur wytwarzanych tymi technologiami było wiele technik, które prowadziły do zmniejszenia rozmiarów struktur, a więc i gęstości ich upakowania na jednostkę powierzchni (rys. 5).



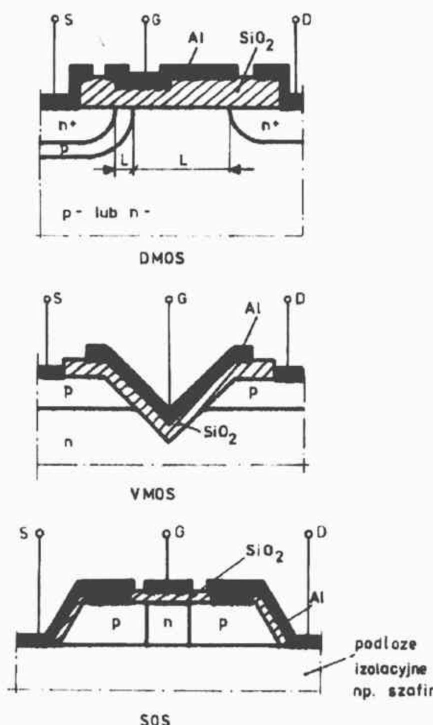
Rys. 4. Zależność opóźnienia sygnału w przyrządzie od napięcia zasilania dla konwencjonalnego tranzystora MOS i tranzystora H-MOS

Tablica 2

Parametry		MOS w 1972 r.	H-MOS w 1977 r.	MOS w 1980 r.
Długość kanału	[μm]	6	3,5	2
Grubość tlenku bramkowego	[Å]	1200	700	400
Zasilanie	[V]	4–15	3–7	2–4
Moc tracona przez jedną bramkę	[mW]	1,5	1	0,4
Iloczyn mocy i szybkości działania	[pJ]	18	1	0,2



Rys. 5. Postęp w gęstości upakowania struktur MOS
Zaznaczono wprowadzenie różnych technik produkcyjnych



Rys. 6. Struktury o bardzo małych rozmiarach geometrycznych wykonane w technologiach V-MOS, D-MOS, SOS

Technologia H-MOS to nie jedyny sposób wytwarzania struktur o bardzo małych rozmiarach. Są jeszcze V-MOS, D-MOS, SOS. Struktury wytworzone w tych technologiach przedstawiono na rys. 6. Wszystkie te technologie znajdują się wciąż w fazie intensywnych badań i ich udział w całkowitej produkcji przyrządów MOS na świecie jest jeszcze stosunkowo niewielki. Należy jednak spodziewać się, że po pełnym ich opracowaniu oraz zmniejszeniu kosztów produkcji (skomplikowanych operacji technologicznych i bardzo kosztownych urządzeń produkcyjnych i kontrolno-pomiarowych) będą one stanowiły bardzo poważną konkurencję dla konwencjonalnych technik MOS-owych, a także dla technik bipolarnych.

LITERATURA

[1] L.A. Altman – Five technologies squeezing more performance from LSI chips. „Electronics". August 18/1977.

[2] Process and device modeling for integrated circuit design F. Van de Viele. Noordhoff International Publishing 1977.

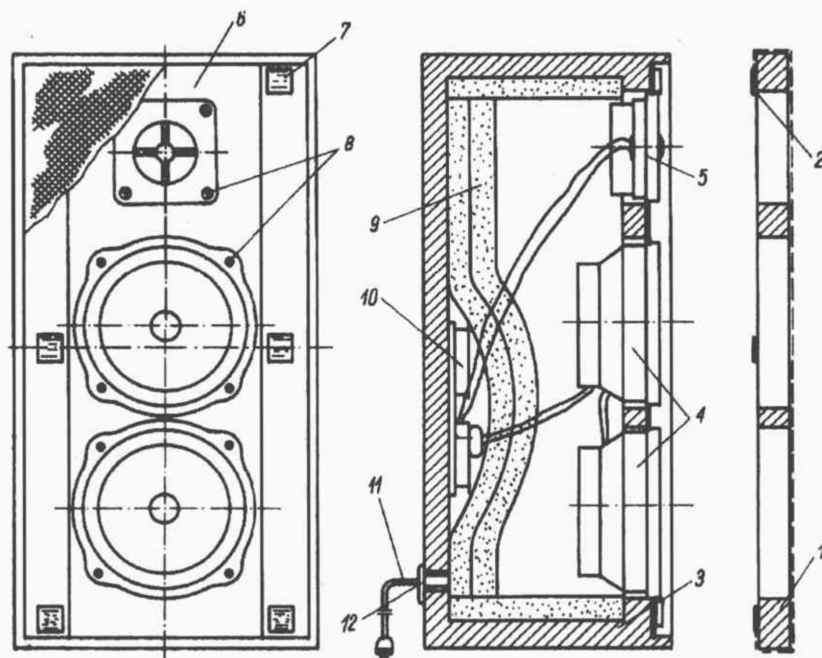
ZESPÓŁ GŁOŚNIKOWY 20 W

Opis dotyczy zespołu głośnikowego typu ZGZ-20/4-H5 wytwarzanego seryjnie przez ZWG UNITRA-TONSIL. W oparciu o zawarte w opisie dane można skonstruować podobny zespół w wykonaniu amatorskim.

A oto dane techniczne zespołu głośnikowego.

Impedancja:	4 Ω
Moc znamionowa:	20 W
Moc graniczna:	30 W
Pasmo przenoszenia:	50...20 000 Hz
Wymiary zewnętrzne:	456×246×226 mm
Pojemność obudowy:	16 l

Szkic konstrukcyjny zespołu przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Szkic konstrukcyjny zespołu głośnikowego ZGZ-20/4-H5

1 – ścianka dekoracyjna z tkaniną; 2 – taśma samoprzyczepna służąca do mocowania ścianki dekoracyjnej do obudowy; 3 – obudowa z płyt ze sklejki; 4 – głośniki nisko-średniotonowe; 5 – głośnik wysokotonowy; 6 – pianka poliuretanowa do uszczelniania otworów pod głośnikami; 7 – taśma samoprzyczepna (drugi element); 8 – wkręty M4 × 16 mocujące głośniki; 9 – materiał dźwiękochłonny (pianka poliuretanowa); 10 – zwrotnica prądowa; 11 – sznur połączeniowy; 12 – przepust gumowy (szczelny)

W zestawie zastosowano dwa głośniki nisko-średniotonowe typu GDN 16/12 o impedancji 8 Ω, połączone równolegle oraz jeden głośnik wysokotonowy (kopułkowy) typu GDWK 9/40. Głośniki są osadzone od strony zewnętrznej ścianki czołowej obudowy.

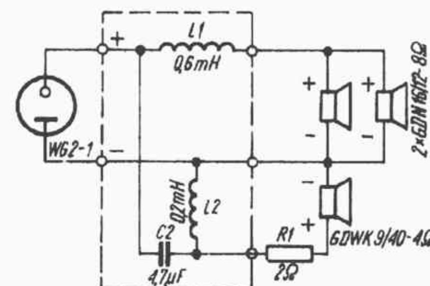
Przy konstruowaniu obudowy i zamocowywaniu głośników należy zwrócić uwagę na szczelność obudowy.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat zespołu głośnikowego. Linią przerywaną oznaczono prądową zwrotnicę elektryczną. Kondensator C2 typu MKSE-011 ma pojemność 4,7 µF. Rezystor R1 ma moc 1 W i rezystancję 2 Ω (np. typu RMN). Cewki indukcyjne są nawinięte drutem miedzianym o średnicy 0,8 mm.

Częstotliwość podziału zwrotnicy jest równa 5000 Hz. Gałąź nisko-średniotonowa zapewnia osłabienie sygnału 6 dB/okt, a gałąź wysokotonowa – 12 dB/okt.

Powyższe informacje zaczerpnięte z instrukcji fabrycznej, uzupełnimy kilku wskazówkami dla amatorów, którzy zamierzają wykonać podobny zespół głośnikowy w własnym zakresie.

W razie trudności w otrzymaniu głośników podanych wyżej typów można zasto-



Rys. 2. Schemat elektryczny zespołu głośnikowego ZGZ-20/4-H5

sować jako głośniki nisko-średniotonowe GD N 16/15 lub GDN16/10. Zamiast głośnika GDWK 9/40 można zastosować dwa głośniki GDW 6,5/1,5 o impedancji 8 Ω połączone równolegle – jest to jednak rozwiązanie mniej korzystne ze względu na szerokość kąta promieniowania tonów wysokich.
Do wykonania cewek można użyć drutu nawojowego o średnicy od 0,8 mm do 1,1 mm. Najlepiej wykonać z tektury szpulę o średnicy 25 mm, długości 25 mm i średnicy ścianek 70...100 mm. Cewka o indukcyjności 0,6 mH powinna mieć 150 zwojów, a cewka o indukcyjności 0,2 mH – 65 zwojów. Cewki można wykonać również jako bezkorpusowe, nawinięte na wałku i związane sznurkiem.

Jeżeli zamiast rezystora stałego R1 zastosujemy rezystor zmienny 10 Ω (najlepiej zestawiony z 5 rezystorów i odpowiedniego przełącznika), to będzie możliwe regulowanie przebiegu charakterystyki częstotliwościowej zespołu głośnikowego.

Przy sznurze połączeniowym o długości do 5 m należy stosować przewód o przekroju 2×0,5 mm^2 lub 2×1 mm^2. Przy długości większej – co najmniej 2×1 mm^2.
O zespołach zamkniętych pisaliśmy w nrze 5/1976 „Rik", zaś o konstruowaniu obudów w nrze 7-8/1976 RiK. Opis zespołu głośnikowego o mocy 10 W był podany w nr 11/1976 RiK. O zespołach głośnikowych wysokiej jakości pisaliśmy w nrze 10/1978 RiK. Poza tym Czytelnikom zainteresowanym konstruowaniem zespołów głośnikowych możemy polecić książki: A. Witort – Głośniki i zespoły głośnikowe. WKŁ 1976, T. Zębalski – Z elektroakustyką za pan brat. ISKRY 1979. *R.T.*

re oceny eksploatacyjne

ODBIORNIK RADIOWY JULIA-STEREO

„Julia-Stereo" produkcji Zakładów Radiowych „Unitra-Eltra" jest odbiornikiem od dawna oczekiwanym na naszym rynku.
Od wielu lat znajdują się w sprzedaży odbiorniki domowe wszystkich podstawowych kategorii, to znaczy popularne, standardowe i klasy Hi-Fi, natomiast odbiorniki przenośne lub turystyczne kwalifikowały się w najlepszym przypadku do kategorii standardowej. Pierwsza próba opracowania odbiornika przenośnego wyższej klasy w Zakładach „Unitra-Diora" nie powiodła się i „Filomena" nigdy nie znalazła się w produkcji seryjnej. „Julia-Stereo" zdecydowanie wyróżnia się wśród dotychczas produkowanych, licznych typów przenośnych odbiorników, lepszymi parametrami technicznymi i większymi możliwościami wykorzystania.
Jako ciekawostkę, świadczącą jednak o stopniu rozbudowania tego odbiornika, można uznać liczbę 33 elementów regulacyjnych i 8 gniazd przyłączeniowych.
„Julia-Stereo" jest przeznaczona do odbioru programów radiowych AM oraz programów monofonicznych i stereofonicznych FM. Odbiornik jest przy tym wyposażony we wszystkie zakresy częstotliwości radiofonicznych. Oprócz zakresu fal średnich i długich, słuchacz ma do dyspozycji 7 rozciągniętych pasm fal krótkich i dwa zakresy UKF. Stacje FM można odbierać w zakresie OIRT używanym w Polsce i w większości krajów socjalistycznych oraz w zakresie CCIR stosowanym w krajach kapitalistycznych oraz Jugosławii i NRD.
Zgodnie z nazwą odbiornik może służyć do odbioru audycji stereofonicznych, jest bowiem wyposażony w dekoder i dwa wzmacniacze m.cz. Przy odbiorze stereofonicznym trzeba dołączać jeden lub dwa zestawy głośnikowe. Wbudowany jeden głośnik (dołączony do wzmacniacza lewego kanału) nie odtwarza łącznie z jednym zewnętrznym audycji tak dobrze, jak zestaw głośników w dużej drewnianej obudowie.
Zastosowanie znalazły tu 4 układy scalone: wzmacniacz pośr.cz. – UL1211N, dekoder stereofoniczny – UL1611N, dwa wzmacniacze m.cz. – UL1481P. Przy odbiorze fal krótkich zastosowano podwójną przemianę częstotliwości.

Na zakresach UKF można zaprogramować, a następnie włączać przyciskami 5 stacji; niezależnie od tego istnieje możliwość płynnego przestrajania. Strojenie ułatwiają dwa wskaźniki wychyłowe. Jeden z nich wskazuje odbieraną częstotliwość zakresu UKF i jest pomocny przy kontroli częstotliwości stacji wybranej przyciskiem, drugi zaś pracuje jako wskaźnik dostrojenia lub po przełączeniu jako wskaźnik napięcia baterii.
W wzmacniaczu m.cz. reguluje się oddzielnymi pokrętłami brzmienie audycji w zakresie tonów niskich i wysokich.
Gniazda umożliwiają dołączanie zewnętrznych zestawów głośnikowych o impedancji 4...8 Ω, słuchawek stereofonicznych, magnetofonu, wzmacniacza m.cz.,

Porównanie ważniejszych parametrów odbiorników „Julia-Stereo" i „Jowita 2 IC"

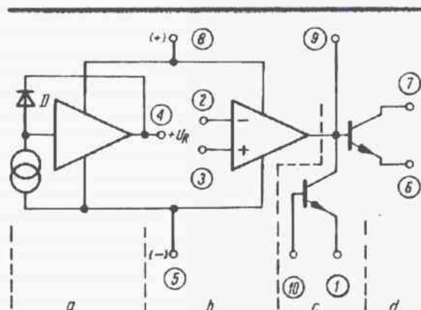
Parametry	Wartość parametrów	
	„Julia-Stereo"	„Jowita 2 IC"
Zakresy fal	Długie Średnie Krótkie 1 (13 m) Krótkie 2 (16 m) Krótkie 3 (19 m) Krótkie 4 (25 m) Krótkie 5 (31 m) Krótkie 6 (41 m) Krótkie 7 (49 m) UKF – OIRT UKF – CCIR	Długie Średnie Krótkie I (31 m, 41 m, 49 m) Krótkie II (16 m, 19 m, 25 m) UKF – OIRT
Czułość użytkowa przy P_{wy} = 50 mW i stosunku sygnał/szum 20 dB dla AM i 26 dB dla FM	Fale długie 2 mV/m Fale średnie 1 mV/m Fale krótkie 50 μV UKF 10 μV	Fale długie 3 mV/m Fale średnie 1,5 mV/m Fale krótkie 120 μV UKF 15 μV
Selektywność	AM 36 dB FM 30 dB	AM 25 FM 15
Tłumienie sygnałów lustrzanych	Fale długie 34 dB Fale średnie 30 dB Fale krótkie 30...40 dB UKF 30 dB	Fale długie 34 dB Fale średnie 30 dB Fale krótkie 8 dB UKF 20 dB
Moc wyjściowa	2,5 W (zasil. bat.) 4 W (zasil. sieć.)	1 W

zewnętrznych źródeł zasilania o napięciu 220 V~ i 12 V= oraz anteny UKF.
W tablicy zestawiono dla porównania ważniejsze parametry uważanego dotychczas za najlepszy, odbiornika „Jowita 2 IC" oraz odbiornika „Julia-Stereo".
Na uwagę w odbiorniku „Julia-Stereo" zasługują: liczba zakresów odbieranych częstotliwości, nieco większa czułość, lepsza selektywność, lepsze tłumienie sygnałów lustrzanych, szczególnie na falach krótkich, większa moc wyjściowa.
„Julia-Stereo" ma dość duże wymiary (416×252×118 mm) i znaczny ciężar (około 6 kG bez baterii).
Wyposażenie dodatkowe jest dość bogate i obejmuje: sznur sieciowy, wtyk zewnętrznego zasilania (12 V=), zapasowe żarówki oraz bezpieczniki i oczywiście instrukcję obsługi.
Modułowa budowa i racjonalna konstrukcja ułatwiają obsługę serwisową. Poszczególne układy są zmontowane na płytkach drukowanych, łączonych z innymi zespołami za pomocą wtyków wielokontaktowych i wiązek przewodów, również zakończonych wtykami.
Demontaż obudowy oraz dostęp do prawie wszystkich wewnętrznych zespołów odbiornika jest łatwy.
W eksploatacji potwierdzają się walory odbiornika, których można oczekiwać po zapoznaniu się z instrukcją obsługi i wstępnymi opisami publikowanymi w prasie. Przyjemne jest brzmienie dźwięku dzięki dużemu głośnikowi i rzeczywiście skutecznie działającej regulacji barwy dźwięku.
Dzięki zastosowaniu podwójnej przemiany częstotliwości, odbiór na wszystkich pasmach fal krótkich jest znacznie lepszy niż w innych odbiornikach, nawet domowych wyższej klasy, jak np. „Elizabeth Hi-Fi", „Kleopatra". Nie ma, praktycznie rzecz biorąc, tak uciążliwych gwizdów interferencyjnych, a raz dostrojona stacja, nawet jeśli pracuje w zakresie największych częstotliwości, nie ma tendencji do „przesuwania" swego położenia na skali.
Odbiór stacji UKF ułatwiają układy ARCz i cichego strojenia. W praktyce nie używa się ręcznego pokrętła strojenia po zaprogramowaniu na stałe, np. stacji nadających programy II, III, IV oraz dźwięk programów telewizyjnych (w Warszawie).
Zapamiętywanie położenia na skali częściej odbieranych stacji zakresów AM ułatwiają specjalne znaczniki o dwóch kolorach, przesuwane pionowo wzdłuż skali. Sama zaś skala, oświetlona ukrytymi z boku żarówkami, wygląda efektownie w przyćmionym świetle pokoju.
Teleskopowa antena ma konstrukcję nie stosowaną w innych odbiornikach. Pierwsza część, używana przy odbiorze stacji UKF ma przegub umożliwiający pochylanie pod różnymi kątami. Podczas odbioru stacji na falach krótkich należy wysuwać drugi człon, przy czym cała antena musi być ustawiona pionowo. Dzięki temu, że jej łączna długość wynosi około 130 cm, działanie jest bardzo skuteczne.
Po kilkumiesięcznej eksploatacji nasunęły się uwagi dotyczące wygody obsługi odbiornika i możliwości jego wykorzystania. Dzięki uniwersalnemu zasilaniu nie było nigdy problemów z użytkowaniem odbiornika w domu, samochodzie i na campingu, nawet przez dłuższe okresy czasu.
Dobre parametry techniczne sprawiają, że odbiornik ten można z powodzeniem wykorzystywać jako domowy odbiornik stereofoniczny, dołączając zewnętrzne zestawy głośnikowe. Ze względu na niezbyt dużą moc wyjściową nie należy stosować zestawów o małej sprawności.
Przy domowej eksploatacji odczuwa się brak możliwości wykorzystywania odbiornika jako wzmacniacza m.cz. współpracującego, np. z magnetofonem kasetowym lub popularnym gramofonem. Nie wiadomo, dlaczego nie przewidziano takiej możliwości użytkowania odbiornika, skoro np. odbiorniki „Jowita 2 IC" czy „Nina" mogą pracować jako wzmacniacze. Natomiast można korzystać z odbiornika jako tunera, łącząc gniazdo odbiornika ze wzmacniaczem. W tej konfiguracji głośnik odbiornika można całkowicie wyłączyć i uzyskać znacznie lepszą, zależnie od właściwości wzmacniacza i kolumn głośnikowych, jakość odtwarzania.
Pomocnicza skala orientacyjna powinna być umieszczona raczej w głównym polu skali. Obecnie jest niewidoczna przy słabszym oświetleniu, a ponadto korzystanie z niej utrudnia duży błąd odczytu spowodowany paralaksą.
Wspomniano, że „Julia-Stereo" może służyć jako domowy odbiornik stereofoniczny, ale niezależnie od tego duże usługi odda również zmotoryzowanym turystom, spędzającym urlopy w warunkach, gdzie szczególnie przydatny będzie zakres UKF wg standardu CCIR. *J.J.*

MONOLITYCZNY STABILIZATOR NAPIĘCIA MAA723

TADEUSZ GÓRA

W budowie stabilizowanych zasilaczy napięcia są stosowane szeroko monolityczne stabilizatory napięcia. Dzięki swojej uniwersalności ten typ stabilizatorów może być wykorzystany do realizacji stabilizacji ciągłej (liniowej), jak i impulsowej dla szerokiego zakresu napięć wyjściowych zarówno dodatnich jak i ujemnych.
Obecnie w Polsce nie są produkowane monolityczne stabilizatory napięcia. Do najczęściej spotykanych u nas stabilizatorów należą monolityczne stabilizatory napięcia typu MAA723 i MAA723H produkcji firmy Tesla (CSRS). Stabilizator MAA723 jest odpowiednikiem stabilizatora μA723 (Fairchild).
Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy monolitycznego stabilizatora napięcia MAA723 (MAA723H). Stabilizator składa się z: źródła napięcia odniesienia (a), wzmacniacza błędu (b), układu ograniczającego (c) oraz tranzystora regulacyjnego (d).



Rys. 1. Schemat blokowy stabilizatora MAA723

Schemat ideowy stabilizatora MAA723 (MAA723H) ilustruje rysunek 2.

Stabilizator MAA723 (MAA723H) jest wykonany na monolitycznej płytce kryształu krzemu o wymiarach 1,35 × 1,35 mm i zawiera następujące elementy: N – kanałowy tranzystor unipolarny FET, 15 tranzystorów bipolarnych typu n-p-n i p-n-p, 2 diody Zenera, kondensator MOS oraz 16 rezystorów.

Płytka krzemowa stabilizatora jest umieszczona w metalowej obudowie (rys. 3). Masa (wyjście 5) jest połączona na stałe z obudową.

Parametry techniczne monolitycznego stabilizatora napięcia MAA723 (MAA-723H) zawiera tablica 1.

Cd. na str. 79

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 3 (238) MARZEC 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU DX

● Zarząd Polskiego Klubu DX i Komitet Zawodów zapraszają wszystkich nadawców i nasłuchowców polskich do udziału w tegorocznych międzynarodowych zawodach SP-DX Contest. Zawody odbywające się w jubileuszowym roku 50-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców będą miały szczególnie uroczystą oprawę i udział w nich powinien być punktem honoru każdego polskiego krótkofalowca.
Obowiązuje regulamin jak w latach ubiegłych, przypominamy jedynie termin zawodów:
- część telegraficzna od godz. 15.00 GMT w sobotę 5 kwietnia do godz. 24.00 GMT w niedzielę 6 kwietnia;
- część SSB od godz. 15.00 GMT w sobotę 19 kwietnia do godz. 24.00 GMT w niedzielę 20 kwietnia.
● Zwycięzcami krajowymi zawodów SP-DX Contest w roku 1979 w głównej konkurencji „single operator – multi band" zostali:

Część telegraficzna

1.	Bogdan Klatka SP8ECV	264 532	pkt.
2.	Marek Rybiański SP9BPF	173 604	„
3.	Leon Madziarski SP6DXG	120 498	„
4.	Mirosław Janiec SP9CDA	103 566	„
5.	Rolf Salme SP5RX	90 797	„
6.	Marek Nowosad SP8EMO	89 060	„
7.	Norbert Dolny SP2BBD/2	80 660	„
8.	Zygmunt Jacyk SP5AD	75 708	„
9.	Ryszard Czerwiński SP2IW/2	75 542	„
10.	Tadeusz Adamowicz SP6ASD	67 312	„

Część SSB

1.	Krzysztof Soboń SP5GIQ	42 085	pkt.
2.	Eugeniusz Raczek SP5BR	28 914	„
3.	Leon Madziarski SP6DXG	22 680	„
4.	Henryk Ładno SP5ALP	21 756	„
5.	Marek Gajewski SP6GF	17 090	„
6.	Zbigniew Chrzanowski SP6CZ	13 629	„
7.	Andrzej Grzegorek SP7AWA	12 675	„
8.	Julian Jarzombek SP3PL	12 834	„
9.	Włodzimierz Bek SP9DEE	12 096	„
10.	Jacek Rutyna SP9AKD	11 907	„

W konkurencjach jednopasmowych, stacji klubowych i nasłuchowców zwyciężyli:

3,5 MHz – CW	Sylwester Jarkiewicz SP2FAP	13 021	pkt.
3,5 MHz – SSB	Jan Gawlik SP9HVV/9	5 400	„
7 MHz – CW	Krzysztof Maciejkiewicz SP2JKC	14 874	„
7 MHz – SSB	Jan Pajestka SP6IHE	6 916	„
14 MHz – CW	Tadeusz Miczka SP9CSO	41 236	„
14 MHz – SSB	Marek Niedoba SP9BQJ	5 973	„
21 MHz – CW	Alfred Jabłoński SP9CTW	29 488	„
21 MHz – SSB	Alfred Jabłoński SP9CTW	12 924	„
28 MHz – CW	Krzysztof Kucik SP9CAV/9	7 952	„
28 MHz – SSB	Wojciech Kłosok SP9PT	1 482	„
MOMB – CW	Klub LOK Bydgoszcz SP2KAE	311 928	„
MOMB – SSB	Klub PZK Dzierżoniów SP6PZB	106 148	„
SWL – CW	SP-107	67 496	„
SWL – SSB	SP-0035/CZ	32 483	„

Pełne wyników zawodów znajdują się w Zarządach Oddziałów Wojewódzkich i klubach PZK, zamieszcza je też Biuletyn Polskiego Związku Krótkofalowców.

PROFESOR JANUSZ GROSZKOWSKI – PIERWSZY PREZES PZK

Gdy w końcu lat dwudziestych naszego stulecia żywiołowy rozwój w naszym kraju ruchu krótkofalarskiego spowodował konieczność jego skoordynowania, inicjatorem utworzenia jednolitego stowarzyszenia amatorów-krótkofalowców został dyrektor Instytutu Radiotechnicznego w Warszawie, już wówczas – mimo młodego wieku – światowej sławy uczony, prof. dr inż. Janusz Groszkowski. Jego idea zjednoczenia polskich krótkofalowców, mimo zastrzeżeń ze strony niektórych klubów roszczących sobie przywilej działalności ogólnokrajowej, uwieńczona została w lutym 1930 roku na zjeździe założycielskim Polskiego Związku Krótkofalowców pełnym sukcesem. Prof. J. Groszkowski z zapałem kierował pracami przygotowawczymi do Zjazdu, a w czasie jego trwania – osobisty autorytet Profesora doprowadził do szybkiego uzgodnienia poglądów na kształt przyszłej organizacji polskich krótkofalowców. Delegaci na Zjazd wybrali jednogłośnie prof. Groszkowskiego pierwszym prezesem nowo utworzonego PZK.
Profesor Janusz Groszkowski był jednym z pierwszych, który dostrzegł ogromne możliwości tkwiące w zorganizowanym ruchu krótkofalarskim i w jego wykorzystaniu dla potrzeb Państwa i społeczeństwa. Aczkolwiek sam nie był czynnym nadawcą, zawsze znajdował czas na organizacyjne i techniczne sprawy amatorskie. W listopadzie 1930 roku na przykład opracował i opisał w „Wiadomościach i Pracach Instytutu Radjotechnicznego" heterodynowy falomierz na pasma amatorskie, konstrukcję podówczas nowatorską i aktualną do dnia dzisiejszego.
Również po ustąpieniu z funkcji prezesa PZK, prof. Groszkow-

ski nie przerwał więzi z polskim ruchem krótkofalarskim, służąc zawsze radą, pomocą i popierając postulaty krótkofalowców w sferach rządowych. Więzi te zacieśniły się ponownie w latach drugiej wojny światowej, kiedy to prof. Groszkowski, członek zespołu naukowego przy Komendzie Głównej Armii Krajowej, zetknął się z krótkofalowcami budującymi i obsługującymi tajne radiostacje.
Powszechnie są znane zasługi Profesora przy rozszyfrowaniu systemu sterowania radiowego niemieckich bomb latających V-1. Wśród wielu najwyższych odznaczeń prof. J. Groszkowskiego błyszczy Złoty Krzyż Virtuti Militari nadany za udział w walce o niepodległość Ojczyzny.
Po wojnie prof. Groszkowski aktywnie włączył się do odbudowy polskiej radiotechniki i telekomunikacji.
Wielki Polak – prof. Tadeusz Kotarbiński, tak mówił przed laty o prof. Groszkowskim, przekazując mu zaszczytną funkcję Prezesa Polskiej Akademii Nauk: *„jest jeszcze kimś więcej – zacnym, dobrym, niezrównanie delikatnym i życzliwym dla bliźniego człowiekiem, uczynnym i przyjaznym kolegą, jednym z takich ludzi słonecznych, którzy szerzą wokół siebie pogodę".*
Wytężona praca naukowa, rozliczne obowiązki i wysokie funkcje – prezesa PAN, zastępcy przewodniczącego Rady Państwa – nie przeszkodziły Profesorowi interesować się działalnością Polskiego Związku Krótkofalowców i rozwojem polskiego krótkofalarstwa. W roku 1973 Zarząd Główny PZK nadał prof. Januszowi Groszkowskiemu Odznakę Honorową Związku oznaczoną numerem 1.
Wśród wychowanków Profesora – elektroników i łącznościowców pracujących dziś w rozlicznych gałęziach nauki i przemysłu, znalazło się wielu krótkofalowców. Ma zaszczyt zaliczać się do nich i piszący te słowa.
W roku Złotego Jubileuszu PZK – wszyscy polscy krótkofalowcy składają swemu Pierwszemu Prezesowi wyrazy czci i szacunku, życząc długich lat życia i dalszych, wspaniałych osiągnięć naukowych.

SP5HS

NA PASMACH

● W 1980 r. krótkofalowcy japońscy zamierzają zorganizować ekspedycję-gigant na wyspy Ogasawara (JD1). Weźmie w niej udział kilkuset krótkofalowców japońskich, którzy postawili sobie za cel, aby znak JD1 uczynić dostępnym każdemu aktywnemu krótkofalowcowi na świecie. W jakim zakresie uda się ten cel zrealizować trudno przewidzieć, ale dobre warunki propagacyjne, zwłaszcza na pasmach wyższych, powinny umożliwić uzyskanie QSO z JD1 nawet przy użyciu małych mocy. Dotychczas w tym zakątku świata czynne są stacje JG1IWI/JD1, JH7JT/JD1 oraz KA1NC/JD1. Karty QSL do tej ostatniej stacji należy wysyłać via K4IEX.
● Pod znakiem DM3YA/SP1 nadawała ze Szczecina w początkach września 1979 r. grupa operatorów DM w składzie DM2DYA, DM3RYA, DM3LDA, DM2BHA, DM2CFA oraz DM5CA. Stacja była zaistalowana w Domu Marynarza i w ciągu zaledwie pięciodniowej aktywności nawiązała 350 QSO, głównie ze stacjami DM i SP. Praca tej stacji zaakcentowała przyjaźń między krótkofalowcami NRD i Polski w przededniu 30 rocznicy powstania NRD. Również wielu krótkofalowców polskich pracowało z terenu NRD łamiąc swoje znaki przez DM.
● Jedna na wyspie Marion stacja amatorska pracująca pod znakiem ZS2MI bardzo zaktywizowała ostatnio swoją działalność. Jest to stacja klubowa i jej przysięgłym operatorem jest Juan, który każdego wtorku kieruje anteny stacji na Europę. Listę sporządza I8KDB. Należy jednak unikać wołań ZS2MI niezgodnie z listą, gdyż operatorzy ZS2MI są bardzo wrażliwi na „ham spirit" i w przypadku niepotrzebnego QRM wyłączają stację. Karty QSL via WA2IZN.
● W południowo-amerykańskiej Gujanie przebywa K9EF, który z tego trudno dostępnego na pasmach amatorskich kraju nadaje pod znakiem K9EF/8R1. Dysponuje transceiverem o mocy 200 W i dobrymi antenami. Słyszany jest przeważnie na wyższych pasmach KF. QSL via K1RH.
● Zbliża się lato i w związku z tym wiele klubów, a także indywidualnych nadawców projektuje wyprawy terenowe ze sprzętem krótkofalarskim. Jest to niewątpliwie udane połączenie przyjemnego z pożytecznym, a przy tym doskonały relaks. Przykładem takiej wyprawy może być wyjazd grupy krótkofalowców lubelskich w sierpniu 1979 r. do bieszczadzkiej Wetliny. W wyprawie tej, zorganizowanej przez ZOW PZK w Lublinie, przy wydatnej pomocy tamtejszej DOPiT, która m.in. zapewniła środki transportu pracowano pod znakami SP8PLU/8 (operatorzy SP8LBM i SP8DII), SP8LBK/8, SP8TK/8, SP8ESL/8 oraz SP8VB/8. W pasmie 144 MHz przeprowadzono łącznie około 100 QSO z dużymi kwadratami. Również w bieżącym roku projektowany jest wyjazd, ale na dłuższy okres, bo 2 tygodnie, przy czym uczestnicy wyprawy zamierzają pracować w pasmach 144 i 432 MHz.
● Krótkofalowcy radzieccy uruchomili okolicznościowe stacje w związku z Olimpiadą 1980. Znicz olimpijski zapłonie na stadionie im. Lenina w Moskwie w dniu 19 lipca br. Od 1 stycznią 1980 r. niektórzy krótkofalowcy radzieccy posługują się na pasmach KF znakami narodowościowymi zaczynającymi się od liczby R, jak np. RT, RX, RZ itd.
● Dryfująca w rejonie Arktyki radziecka stacja naukowa jest wyposażona w urządzenie nadawczo-odbiorcze pracujące niekiedy na pasmach amatorskich w zależności od tego, czy w składzie załogi znajdzie się krótkofalowiec z prawdziwego zdarzenia. Stacje te są oznaczone kolejnym numerem, jak np. „Siewiernyj polus 22" i odpowiednio znakiem wywoławczym UPOL-22.
● Pod znakiem UK1ZAA/p pracowała w rejonie koła podbiegunowego z miejscowości Kuna grupa operatorów ze znanej radzieckiej stacji klubowej UK1ZAA z Murmańska. Natomiast pod znakiem UA3VAJ/UAØ czynna była na telegrafii i fonii SSB stacja pracująca z Magadanu.
● W Hondurasie Brytyjskim (zwanym niekiedy Belize od stolicy kraju o tej samej nazwie) przebywa aktualnie DL1KS i nadaje pod znakiem VP1KS. Stacja ta jest słyszana u nas zazwyczaj w niedziele i święta w godzinach rannych w pasmie 7 MHz na telegrafii. VP1KS dysponuje transceiverem o mocy 150 W i szeregiem dobrych anten. QSL via DL1KS.
● Druga połowa kwietnia jest zazwyczaj terminem popularnych zawodów międzynarodowych organizowanych przez krótkofalowców szwajcarskich. Do niedawna zwały się one „Helvetia 22", gdyż Szwajcaria liczyła 22 kantony. Przed paru laty nastąpiły tam zmiany w podziale administracyjnym kraju, przybyły 4 nowe kantony i dlatego od tej pory zawody noszą nazwę „Helvetia 26". Oto niektóre nowe kantony i ich skróty: Jura – JU, BL – rejon Bazylei, AI – Appenzell, OW – Obwalden.
● Pod znakiem IP5CJA pracowała niedawno stacja włoska nadająca z wyspy Monte Christo na Morzu Tyreńskim. Istnieją przypuszczenia, że wyspa Monte Christo wraz z wyspami okolicznymi będzie uznana przez DXCC jako nowy kraj pod nazwą Desecheo.
● Znacznie ożywiła się ostatnio działalność krótkofalowców z Dominikany. Na pasmach amatorskich słychać sporo stacji HI z różnych okręgów tego kraju. W ubiegłym roku krótkofalowcy dominikańscy zorganizowali nawet DX ekspedycję na wyspę Beata położoną na Morzu Karaibskim i nadając pod znakiem HI1MFP zdołali w ciągu zaledwie 52 godzin przeprowadzić 3 tys. QSO. Komitet DXCC rozważa możliwość uznania tej wyspy jako nowego kraju do DXCC.

● Część foniczna zawodów międzynarodowych pn. „CQ World Wide DX Contest", zwanych popularnie nieoficjalnymi mistrzostwami świata, odbyła się w październiku ub.r. i obfitowała w szereg – jak zwykle – atrakcyjnych i doskonałych wyników. Spośród bardziej interesujących stacji należy wymienić pracę 8Z4A z Neutralnej Zony, a jeśli chodzi o wynik, nareszcie możemy pochwalić się nielada sukcesem. Oto zespół operatorów stacji klubowej SP2PDI z Bydgoszczy startując w tych zawodach w kategorii MOMB uzyskał aż 3 mln punktów przy około 5 tys. QSO. Gratulujemy! *SP8HR*

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 3 z roku 1930 donosi:

■ W dniu 23 marca 1930 r. o godzinie 11-tej rano w lokalu Państwowych Kursów Radiotechnicznych przy ulicy Mokotowskiej L.6 odbyło się Walne Zebranie Członków Polskiego Klubu Radjo-Nadawców w Warszawie. Obecnych było 33 członków. Piśmiennych upoważnień złożono 19. Zebranie zagaił p. por. Białowiejski, zapraszając na przewodniczącego p. Truszkowskiego, który na asesorów powołał pp. inż. Lubińskiego i Borkowskiego, oraz na sekretarza p. Jaworskiego. W wypełnieniu porządku dziennego p. por. Białowiejski zreferował przebieg Zjazdu. Po referacie przewodniczący odczytał statut P.Z.K. z poprawkami, oraz otworzył dyskusję w sprawie przyjęcia statutu, zmiany nazwy klubu oraz dezyderatów na następne Walne Zebranie P.Z.K. W dyskusji zabrali głos pp. inż. Lubiński, Palluth, Truszkowski, Pawłowski, Wysocki, Otocki, por. Gac i por. Białowiejski. Nastąpiły wybory nowego Zarządu, które dały wyniki następujące: Prezes: p. Truszkowski, Członkowie Zarządu: inż. Lubiński i p. Kruczkowski, Sekretarz: p. Zieliński, Skarbnik: p. Trembiński. Komisja Rewizyjna: p.ppłk Świdziński, por. Białowiejski, p. Borkowski. Zastępcy: p. Palluth i p. Sypniewski.

■ Punktem wyjścia każdego krótkofalowca powinien być odbiornik starannie zmontowany i dobrze opanowany alfabet Morse'go (tempo minimum 30 lit. na min.). Nigdy zaś krótkofalowiec nie powinien zaczynać od nadawania, gdyż chociażby nawet nadajnik sprawnie działał, nieudolne sygnały rażą słuchających hams a nieumiejętny nasłuch szybko zniechęca początkującego.

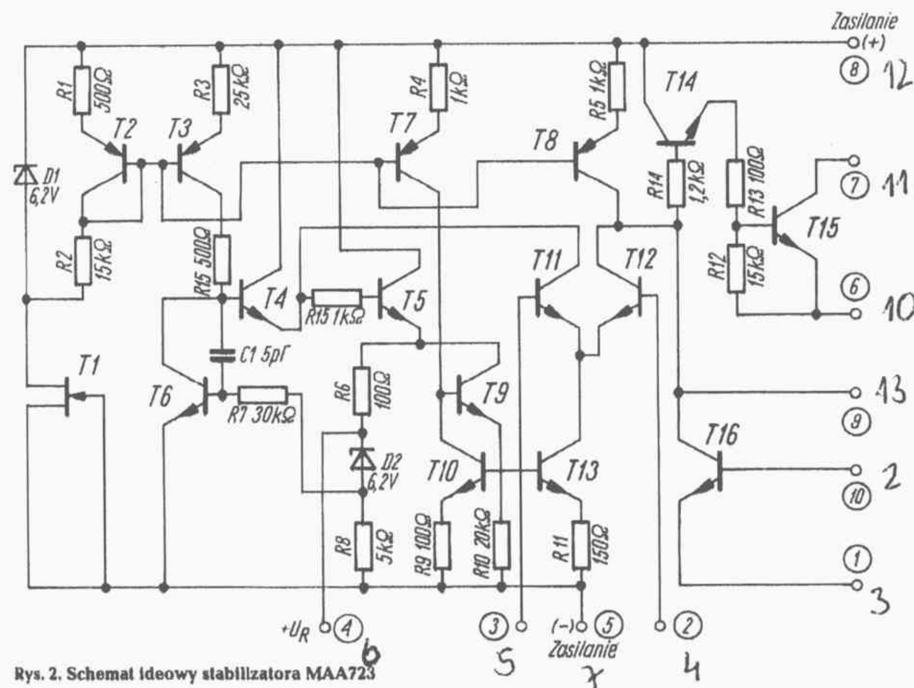
■ Do grona legalnych stacyj w Polsce: SP1AA, SP1AB, SP1AC, SP1AD, SP1AE i SP1AF przybyły trzy dalsze stacje: SP1AK – kpt. Burchardt, Poznań; SP1AP – por. Góralski, Garwolin oraz SP1CC – p. Jurkiewicz, Grudziądz.

■ Międzynarodowy Kongres krótkofalowców odbędzie się w dniach 12 do 14 lipca 1930 w Antwerpii. Program Kongresu jest nadzwyczaj urozmaicony. Dla uczestników przewidziane są zniżki kolejowe i szereg udogodnień. Dalszy ciąg Kongresu odbędzie się w dniach 15 i 16 lipca w Liége, zaś uroczyste zamknięcie, połączone z bankietem, 17-go w Brukseli. Biuro kwaterunkowe i generalny sekretariat Kongresu urzęduje już w Antwerpii. Pożądany byłby udział w Kongresie delegacji polskiej, a ewentualnie i większej wycieczki polskich hams.

■ Stacja SP3MN – Michał Nowicki, Wilno, pierwsze próby nadawania rozpoczęła zimą r. 1926/27. Pracując początkowo pod znakiem wywoławczym ARA 2 na fali 94 metrów przeprowadziła stacja szereg prób nadawania, prawie wyłącznie fonicznego, na niewielkie dległości (około 100–200 km). Jako lampy nadawcze służyły lampy RT (P.T.R.) połączone kilka równolegle, źródłem anodowym była sieć miejska prądu stałego o napięciu 220 volt. Głównym celem było otrzymanie jak najlepszej modulacji głosu. W grudniu roku 1927 moc stacji została zwiększona do 50 watt. Nadajnik Meissner, kombinowany z lampą Fotos 60-cio wattową zasilany był prądem zmiennym z transformatora o napięciu 1500 volt. Od tej chwili stacja pracuje pod znakiem wywoławczym TPMN. W początkach roku 1929 stacja zajęła się wyłącznie badaniem fal ultra-krótkich. Został zmontowany nadajnik na fale od 4 do 6 metrów z dwoma lampami B 406 Philipsa. Nadajnik ten demonstrowany był na wystawie pedagogicznej w Wilnie, na której stacja SP3MN otrzymała zamówienie na wykonanie podobnego nadajnika dla państwowego gimnazjum męskiego im. Adama Mickiewicza, w celach doświadczalnych dla demonstrowania fali stojącej.

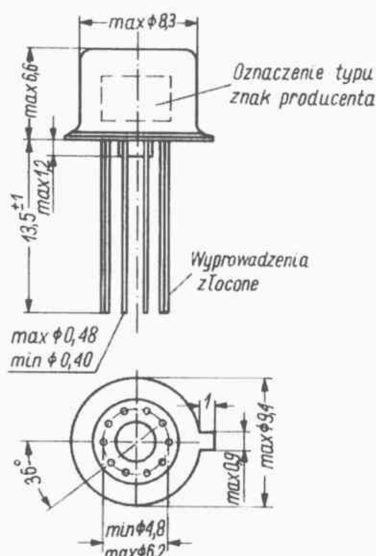
■ Sterowanie kryształem zaczyna być w Polsce coraz więcej popularne. Od dawna już pracują na „cc" stacje SP1CC, SP3AR, SP3DM, SP3EW, SP3GR, SP3OR. Obecnie słychać o próbach nowych nadajników sterowanych kryształem SP3FG, SP3FU, SP3LA, SP3LZ, SP3YL i kilku innych. Gotowiśmy zostać Anglią wschodu! *(Wybrał SP5HS)*

Monolityczny stabilizator napięcia MAA723 – *cd. ze str. 76*

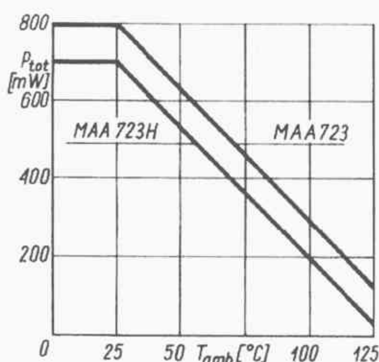


Rys. 2. Schemat ideowy stabilizatora MAA723

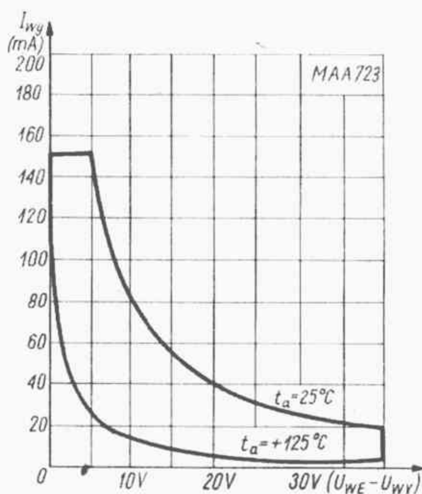
Przy projektowaniu należy przede wszystkim uwzględnić zależność dopuszczalnej mocy strat stabilizatora MAA723 (MAA723H) od temperatury otoczenia przy chłodzeniu naturalnym. Temperatura otoczenia w istotny sposób wpływa na maksymalną moc traconą w stabilizatorze i tak dla stabilizatora MAA723 przy temperaturze otoczenia 25°C wynosi ona 800 mW, natomiast przy temperaturze 125°C – 120 mW. Natomiast dla stabilizatora MAA723H maksymalna moc tracona dla powyżej podanych temperatur otoczenia wynosi 700 mW i 40 mW (rys. 4). Do celów praktycznych wygodnie jest stosować zależność dopuszczalnego prądu obciążenia stabilizatora (I_{wy}) od napięcia różnicowego występującego na nim ($U_{we} - U_{wy}$). Zależność tę dla stabilizatora MAA723 (MAA723H) przy chłodzeniu naturalnym dla temperatury otoczenia 25°C i 125°C przedstawiają wykresy na rys. 5 i 6. Wykresy wykonano na podstawie zależności dopuszczalnej mocy strat stabilizatora od temperatury otoczenia.



Rys. 3. Obudowa stabilizatora MAA723



Rys. 4. Wykres mocy strat stabilizatora MAA723



Rys. 5. Zależność dopuszczalnego prądu obciążenia I_{wy} od różnicy napięć U_{we} – U_{wy} dla stabilizatora MAA723

Temperatura ma również znaczny wpływ na parametry stabilizacji. Świadczą o tym dane dotyczące zmian napięcia wyjściowego spowodowane zmianami temperatury w granicach –55°C do +125°C, uwidocznione w tablicy 1.

Jedną z podstawowych charakterystyk stabilizatora jest również zależność zmian napięcia wyjściowego od zmiany prądu wyjściowego w zakresie od 0 do prądu ograniczenia, przy którym napięcie wyjściowe spada do zera (rys. 7).

Za pomocą dołączonych do stabilizatora dodatkowych elementów można otrzymać żądane napięcie wyjściowe stabilizatora, zabezpieczyć stabilizator przed przeciążeniem lub zwarciem (ograniczenie prądowe), zmniejszyć temperaturowy dryf napięcia wyjściowego oraz zrealizować kompensację częstotliwościową.

Sposób dołączenia dzielnika do stabilizatora wymagany dla uzyskania napięcia wyjściowego 2...7 V przedstawiono na rys. 8a. Wartość napięcia wyjściowego jest równa

$$U_{wy} = \frac{R_2}{R_1+R_2} U_R \qquad [1]$$

przy czym:
UR – wewnętrzne napięcie wzorcowe.

Napięcie wyjściowe stabilizowane w zakresie 7...37 V otrzymuje się z układu podanego na rys. 8b. Dla tego przypadku wartość napięcia wyjściowego wynosi:

$$U_{wy} = \frac{R_1'+R_2'}{R_2'} U_R \qquad [2]$$

Źródło napięcia wzorcowego może być obciążone maksymalnie prądem 15 mA. Zazwyczaj przyjmuje się prąd dzielnika I_d około 1 mA.

Wartości rezystorów dla niektórych napięć wyjściowych stabilizatora zawiera tablica 2.

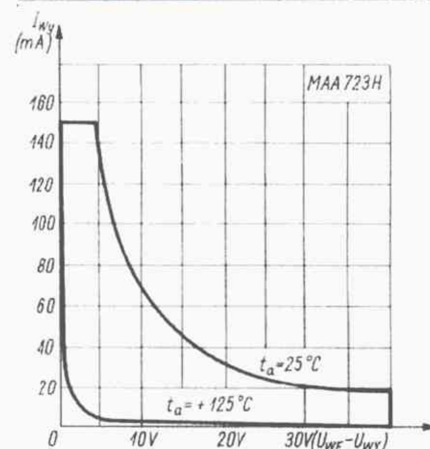
Dryf temperaturowy napięcia zmniejsza się przez dołączenie do stabilizatora rezystora R3 (rys. 8b). Wartość jego rezystancji oblicza się z wzoru:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2} \qquad [3]$$

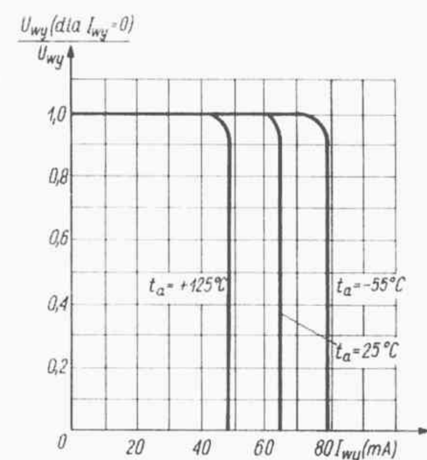
Jeżeli dryf temperaturowy nie jest istotny, to rezystor R3 można zewrzeć.

Kompensację częstotliwościową stabilizatora uzyskuje się przez przyłączenie kondensatora o pojemności 100 pF między końcówki 9 (kompensacja częstotliwościowa) i 2 (wejście odwracające) lub kondensatora o pojemności 1000 pF między końcówki 9 i 5 (masa).

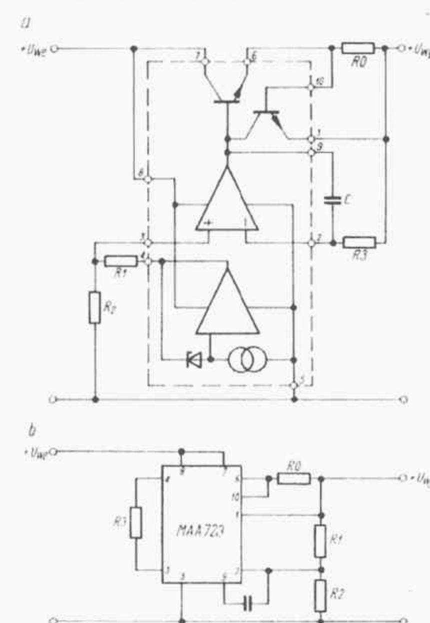
Zabezpieczenie stabilizatora od przeciążeń jest realizowane za pomocą rezystora R_0 dołączonego między końcówki 10 i 1, tj. równolegle do złącza baza–emiter tranzystora T16. Spadek napięcia na re-



Rys. 6. Zależność dopuszczalnego prądu obciążenia I_{wy} od różnicy napięć U_{we} – U_{wy} dla stabilizatora MAA723H



Rys. 7. Charakterystyka wyjściowa stabilizatora MAA723



Rys. 8. Podstawowe układy połączeń stabilizatora MAA723
a – dla napięć wyjściowych 2...7 V; b – dla napięć wyjściowych 7...37 V

Podstawowe parametry stabilizatorów napięcia MAA723 (MAA723H) Tablica 1

Parametr	Typ stabilizatora MAA723 min	typ.	max	MAA723 H min	typ.	max	Warunki pomiaru
Zakres zmian napięcia wejściowego [V]	9,5		40	9,5		40	
Zakres napięć wyjściowych [V]	2		37	2		37	
Różnica napięcia wejściowego i wyjściowego [V]	3		38	3		38	
Napięcie odniesienia U_R [V]	6,95	7,15	7,35	6,8	7,15	7,5	$U_{we} = 12$ V, $U_{wy} = 5$ V
Prąd obciążenia źródła napięcia odniesienia I_R [mA]			15			15	
Prąd wyjściowy I_{wy} [mA]			150			150	
Prąd spoczynkowy I_0 [mA]		2,3	3,5			5	$U_{we} = 30$ V, $I_{wy} = 0$, $I_R = 0$
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie napięcia wejściowego ΔU_{wy} [%]		0,1	0,2		0,4	1	$U_{we} = 12...40$ V $U_{wy} = 5$ V $I_{wy} = 1$ mA
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie prądu wyjściowego ΔU_{wy} [%]			0,15			0,3	$U_{we} = 12$ V $U_{wy} = 5$ V $I_{wy} = 1...50$ mA
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie napięcia wejściowego dla określonego zakresu temperatur ΔU_{wy} [%]			0,3			0,3	$U_{we} = 12...15$ V $I_{wy} = 1$ mA $-55°C \leq t_0 \leq +125°C$
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie prądu wyjściowego dla określonego zakresu temperatur ΔU_{wy} [%]			0,6				$U_{we} = 12$ V, $U_{wy} = 5$ V $-55°C \leq t_0 \leq +125°C$ $I_{wy} = 1...50$ mA
Moc strat P_{tot} [mW]			800			700	rys. 4 dla $t_0 = 25°C$
Prąd zwarciowy I_{wy} [mA]		65			65		$U_{we} = 12$ V, $U_{wy} = 0$, $R_0 = 10\ \Omega$
Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego [%/°C]		0,005	0,015		0,01		$U_{we} = 12$ V, U_{wy} + 5 V, $I_{wy} = 1$ mA $-55°C \leq t_0 \leq 125°C$

Wartości rezystorów dla różnych napięć wyjściowych Tablica 2

Napięcie wyjściowe U_{wy}[V]	Wartość rezystancji [kΩ] R1	R2	R3	
+2	5,15	2,00	1,44	rys. 9a
+5	2,15	4,99	1,51	rys. 9a
+6	1,15	6,04	0,97	rys. 9a
+9	1,87	7,15	1,48	rys. 9b
+12	4,87	7,15	2,90	rys. 9b
+15	-7,87	7,15	3,75	rys. 9b
+24	16,85	7,15	4,46	rys. 9b
+28	21,00	7,15	5,33	rys. 9b

zystorze steruje tranzystorem T16. Jeżeli wartość prądu obciążenia osiągnie wartość równą:

$$I_0 = \frac{U_{BE}}{R_0} \qquad [4]$$

przy czym:

I_0 – maksymalny prąd obciążenia (próg ograniczenia prądowego),

U_{BE} – napięcia baza–emiter tranzystora T16, zazwyczaj przyjmuje się 0,65 – 0,7 V,

R_0 – rezystor ograniczający,

to układ ograniczenia nie dopuszcza do dalszego wzrostu prądu.

Wartość rezystancji R_0 można obliczyć wg zależności:

$$R_0 = \frac{0,65 ... 0,70}{I_0} \qquad [5]$$

Przykład doboru elementów stabilizatora

Dobrać elementy zewnętrzne dla stabilizatora o napięciu wyjściowym $U_{wy} = 4,5$ V i prądzie obciążenia $I_{wy} = 20$ mA z ograniczeniem jego wartości.

- Obliczenie wartości rezystorów dzielnika R1, R2 z wzoru [1].

Przyjmując: prąd dzielnika $I_d = 1$ mA (pkt. 4.1), średnią wartość napięcia odniesienia UR = 7,15 V (tabl. 1), obliczamy rezystancję dzielnika:

$$R_1 + R_2 = \frac{U_R}{I_d} = \frac{7,15V}{1\ mA} = 7,15\ k\Omega$$

Z równania [1], po przekształceniu i obliczeniu:

$$R_1 = 4,5\ k\Omega$$

i odpowiednio

$$R_2 = 7,15 – 4,5 = 2,65\ k\Omega$$

- Rezystor R3 zmniejszający dryf napięciowy oblicza się z wzoru [3] i wynosi:

$$R_3 = 1,67\ k\Omega$$

- Do kompensacji częstotliwościowej przyjęto kondesator o pojemności C = 100 pF włączony między 2 i 9 końcówkę stabilizatora.
- Rezystor R_0 oblicza się ze wzoru 5:

$$R_0 = \frac{0,7}{I_0} = \frac{0,7}{20 \cdot 10^{-3}} = 35\ \Omega$$

przegląd wydawnictw

ELEKTRONIKA ŁATWIEJSZA NIŻ PRZYPUSZCZASZ – UKŁADY – Dieter Nührmann. Z języka niemieckiego przełożył dr inż. Roman Barlik. WKŁ. Warszawa 1979 r. Nakład 30 225 egz., 248 str. Cena 50 zł.

Tytuł oryginału niemieckiego: „Elektronik leichter als man denkt – Experimente mit Bauelementen, Strom u. Spannung", z którego wynika, że w książce opisane są doświadczenia z podzespołami i elementami elektronicznymi oraz doświadczenia z prądem i napięciem, jest bardziej adekwatny do treści książki. Ma ona zdecydowanie charakter wprowadzenia początkującego – najczęściej młodego elektronika w świat elementarnych układów, umożliwiając zrozumienie i praktyczne opanowanie podstaw elektroniki.

Autor – znakomity dydaktyk – dał młodym adeptom elektroniki książkę bardzo wartościową, umożliwiającą gruntowne przyswojenie sobie podstawowych pojęć i zapamiętanie praw rządzących obwodami elektrycznymi pod warunkiem, że czytelnik rzetelnie ją przestudiuje, nie bagatelizując jej pozornej łatwości.

Polecić ją można przede wszystkim młodzieży oraz tym spośród czytelników naszego miesięcznika, którzy odczuwają wyraźne braki w zakresie podstaw elektrotechniki i elektroniki.

Pierwszych 40 stron poświęcił autor wstępnym informacjom i organizacji warsztatu domowego

amatora-elektronika. Napięciu elektrycznemu przeznaczono 30 stron, a prądowi (natężeniu) elektrycznemu – 25 stron. Wszystkie opisy są bardzo przystępne i ilustrowane porównaniami ze zjawiskami hydraulicznymi i innymi.

Na dalszych stronach (130 str.) opisano różne zjawiska w obwodzie elektrycznym, głównie dla potrzeb czytelnika interesującego się elektroniką (prawo Ohma, zagadnienie dopasowania, regulowanie wartości prądu i napięcia w obwodzie itd.).

Wydawnictwa dołożyły starań do zapewnienia książce ładnej szaty graficznej. Wprowadzono kolor (niebieski) oraz dodano ładną sztywną okładkę. Korekta staranna. Mankamentem jest zbyt ciemny kolor niebieski użyty jak tło znacznej części rysunków. Zamierzano osiągnąć efekt estetyczny, a pogorszono czytelność rysunków. Fotografie niestety są mało czytelne, co wynika z gatunku papieru – trudno mieć o to pretensję do Wydawcy, przy trudnościach znanych ogólnie.

Pozostała do omówienia sprawa tłumaczenia. W tym miejscu i przy okazji analizy tej książki należy zwrócić uwagę Wydawcy na powtarzające się niedostatki w jakości tłumaczenia. Każda książka, a szczególnie przeznaczona dla młodego czytelnika, powinna być przetłumaczona pięknie z punktu widzenia języka polskiego. Tekst polski powinien być zrozumiały, dynamiczny, oddawać myśl – istotę rzeczy, być zgodny z tradycjami polskiego słownictwa technicznego. Nie jest istotna natomiast idealna zgodność formalna z tekstem oryginału. Tłumacz książek technicznych, a szczególnie książek popularnych, nie powinien naśladować tłumacza przysięgłego akt notarialnych. Powinien być fachowcem-pisarzem, który wzorując się na oryginale, tworzy w innym materiale jakim jest inny język, nie kopię, lecz dzieło podobne.

Recenzent zdaje sobie sprawę z trudności tłumaczenia z języka niemieckiego, wynikających z innej struktury zdań tego języka oraz jego wielkiej ścisłości technicznej, trudnej niekiedy do oddania w językach słowiańskich. W danym przypadku nie można formalnie nic tłumaczowi zarzucić. Tekst jest zrozumiały, technicznie poprawny, liczba potknięć nieznaczna, lecz tekst nie jest swojski. Obcością tchną takie podtytuły: „Trochę o napięciu elektrycznym". „Trochę o prądzie elektrycznym". „Chcemy jeszcze więcej wiedzieć". „Rezystor pali się". „Pogawędka na temat dopasowania mocy". „Trochę o diodzie Zenera". Treść jest często „przyciężka", główna myśl uchodzi wśród szczegółów, książki nie czyta się łatwo. Część winy ponosi za to niewątpliwie autor oryginału niemieckiego, a część przypada niestety na tłumacza.

TECHNICZNE PROBLEMY NAGRAŃ MUZYCZNYCH – Jerzy Geisler. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1979 r. Wyd. 1. Nakład 10 225 egz., 188 str.+28 str. wkładki. Cena 95 zł.

Notka zamieszczona za tytułem książki tak określa jej przeznaczenie: „Praca jest przeznaczona dla inżynierów i realizatorów dźwięku zatrudnionych w studiach nagrań oraz dla aranżerów, kompozytorów i dyrygentów współpracujących z instytucjami produkującymi nagrania muzyczne..."

Tytuł książki i określenie przeznaczenia książki nie ujawniają właściwego jej oblicza, brzmią „technicznie" i nie zdradzają w niczym jej wyjątkowych walorów. Na stronie pierwszej czytamy: „Wszystkim miłośnikom muzyki pracę tę poświęcam – Autor". Istotnie można ją polecić wszystkim miłośnikom muzyki, a szczególnie tym, którzy są w ten, czy inny sposób związani z elektroakustyką.

Jest to książka bardzo piękna, napisana doskonałym językiem. Każde zdanie jest nasycone treścią i starannie wyważone. Przemyślane rysunki uzupełniają treść i ozdabiają kolumny tej książki. Niespodzianką są reprodukcje drzeworytów i miedziorytów o treści bezpośrednio, bądź pośrednio związanej z muzyką, umieszczone w końcu każdego rozdziału. Wyrażają one jak gdyby symbolicznie ten przedziwny splot, jaki powstał między muzyką będącą dziedziną sztuki, a elektroakustyką – dziedziną techniki. Dowodem tego związku jest również wkładka na końcu książki, zawierająca fragmenty partytur kilku utworów muzycznych.

Treść książki podzielono na kilkanaście rozdziałów, z których każdy oświetla jakiś z podstawowych problemów. Oto ich tytuły: Elementy fizjologii. Zagadnienia ergonomiczne. Mikrofony. Stoły reżyserskie. Odsłuch sygnałów. Mierniki wysterowania. Urządzenia pogłosowe i opóźniające. Urządzenia rejestrujące. Źródła dźwięku i mikrofony w studio. zespół muzyczny w studio. Przygotowanie nagrania. nagranie. Montaż.

W końcu książki podano obszerny wykaz literatury, w tym kilka prac autora publikowanych w periodykach technicznych.

W każdym rozdziale nawet fachowiec-elektroakustyk znajdzie coś interesującego, jakąś ważną informację lub wniosek, który mógł sformułować tylko wybitny specjalista w oparciu o wieloletnie doświadczenie zawodowe i gruntowne zgłębienie przedmiotu.

Najwięcej nowości i cennych informacji znajduje się w drugiej części książki (poczynając od rozdziału „Mierniki wysterowania").

Książka może być bardzo przydatna również wszystkim inżynierom i technikom obsługującym aparaturę elektroakustyczną zespołów muzycznych, elektroakustykom obsługującym aparaturę w teatrach oraz wszystkim fachowcom mającym do czynienia z techniką mikrofonową.

Wśród przeszło pięćdziesięciu książek polskich, poświęconych różnym działom i problemom akustyki i elektroakustyki, książka J. Geislera jest „białym krukiem".

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności dołożyły starań do wyjątkowo pięknej szaty graficznej książki. Doskonały papier, dobry druk, staranna korekta i sztywna pokryta płótnem okładka godnie prezentują wartościową treść tego dzieła.

Warto w tym miejscu zgłosić do Wydawcy postulat o wznowienie książki, chociażby w skromniejszej nieco szacie graficznej, aby udostępnić ją tym, którym zadedykował ją autor.

A.W.

RADIOAMATOR SPRZED 30 LAT

W Radioamatorze nr 2 z lutego 1950 r. znajdujemy w artykułach wiele informacji o historycznym już dziś znaczeniu. Poniżej przytaczamy kilka wyjątków.

W artykule „Prawdziwa historia radia" przytoczono opis doświadczenia z wykrywaniem fal elektromagnetycznych:

„W jesieni 1894 roku Popow zastosował do wykrywania fal elektromagnetycznych „koherer", czyli szklaną rurkę wypełnioną metalowymi opiłkami. W normalnych warunkach, przez taką rurkę może płynąć bardzo słaby prąd, ponieważ opór między opiłkami jest duży. Pod wpływem fal elektromagnetycznych przeskakują między opiłkami maleńkie iskierki, opiłki zlepiają się i opór koherera bardzo maleje. Spadek oporu koherera powoduje wzrost natężenia prądu płynącego ze specjalnej baterii przez koherer. Ten wzrost natężenia prądu sygnalizuje obecność fal elektromagnetycznych. Ale koherer reaguje tylko jeden raz na pojawienie się fal elektromagnetycznych, bowiem opór jego nie zmienia się za drugim razem z powodu zlepienia opiłków i nie można stwierdzić powstawania fal elektromagnetycznych. Aby przywrócić kohererowi jego czułość trzeba nim wstrząsnąć i w ten sposób rozluźnić i zniszczyć stałe połączenia między poszczególnymi opiłkami, wytworzone w wyniku przeskakujących między nimi iskierek".

Artykuł „Uczymy się radiotechniki" dostarcza takich, między innymi informacji:

„Nie ulega wątpliwości, że lampa elektronowa, w dzisiejszym stanie rozwoju radiotechniki, jest najważniejszym elementem budowy każdego urządzenia radiowego. Widzimy ją w każdym odbiorniku radiowym, w każdym nadajniku, w każdym niemal bardziej precyzyjnym przyrządzie pomiarowym, a przede wszystkim w każdym, tak bardzo dzisiaj rozpowszechnionym wzmacniaczu głośnikowym. Kiedy słuchamy radia przez głośnik, to musimy sobie zawsze uprzytomnić, że dzieje się to tylko dzięki właściwościom wzmacniania prądów elektrycznych przez lampę elektronową. Gdyby nie wynalezienie lampy elektronowej, nie byłoby dzisiaj radiofonii nie tylko nadawczej, lecz również i radiofonii przewodowej. Wypowiadając tyle słów pochwalnych na temat lampy elektronowej nie wypada, abyśmy nie zaczęli naszej nauki radiotechniki właśnie od tego cudownego instrumentu, tym bardziej, że poznanie zasady pracy lampy elektronowej stanowi zdobycie przynajmniej 50% wiedzy radiotechnicznej".

O zaletach popularnej wtedy radiofonii przewodowej mówi się na przykład::

„Jedną z podstawowych zalet radiofonii przewodowej jest zapewnienie niezakłóconego odbioru audycji radiowych szerokim masom słuchaczy zaopatrzonych jedynie w głośniki. Są one dostępne dla świata pracy, nie przysparzają kłopotów, od których nie są wolni abonenci korzystający z indywidualnych odbiorników radiowych (lampowych i kryształkowych). Bo czyż to nie kłopot, gdy odbiornik zaczyna kaprysić, gdy trzeba go oddać do naprawy, kupić potrzebną część wymienną (lampę, kondensator elektrolityczny, baterię anodową itp.), naładować wyczerpany akumulator, naprawić antenę i samemu aparat obsługiwać? A związane z tym wydatki, opłata za zużyty prąd, droższy abonament – też mają swą wymowę.